






**Soft handoff for ofdm****Publication number:** CN1653844 (A)**Publication date:** 2005-08-10**Inventor(s):** PEIYING ZHU [CA]; WEN TONG [CA]; DONG-SHENG YU [CA]; JIANGLEI MA [CA]; MING JIA [CA]**Applicant(s):** NORTEL NETWORKS LTD [CA]**Classification:**

- **international:** **H04L1/06; H04L25/02; H04L27/26; H04W36/18; H04B7/02; H04L1/02; H04L25/02; H04L27/26; H04W36/00; H04B7/02; (IPC1-7): H04Q7/38; H04B7/02; H04L5/02; H04L25/02**

- **European:** H04W36/18; H04L1/06T; H04L25/02C3A; H04L25/02C7C; H04L27/26M

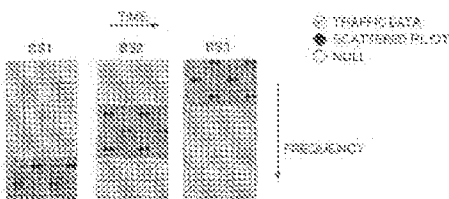
**Application number:** CN20038011091 20030122**Priority number(s):** US20020104399 20020322**Also published as:** WO03081938 (A1) US2006182063 (A1) US2009103494 (A1) US7042858 (B1) EP1491065 (A1)

more &gt;&gt;

Abstract not available for CN 1653844 (A)

Abstract of corresponding document: **WO 03081938 (A1)**

The present invention relates to soft handoffs in an OFDM system. Each mobile terminal measures pilot signal strengths of transmissions from adjacent base stations. If the pilot signal strength for a base station exceeds the defined threshold, that base station is added to an active set list. Each mobile terminal notifies the base station controller and the servicing base station, the mobile terminal identifies the sole servicing base station or triggers a soft handoff mode uses a combination of scheduling and space-time coding to affect efficient and reliable handoffs.

Data supplied from the **esp@cenet** database — Worldwide

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl<sup>7</sup>

H04Q 7/38

H04L 5/02

H04L 25/02

H04B 7/02



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03811091.1

[43] 公开日 2005 年 8 月 10 日

[11] 公开号 CN 1653844A

[22] 申请日 2003.1.22 [21] 申请号 03811091.1

[30] 优先权

[32] 2002. 3.22 [33] US [31] 10/104,399

[86] 国际申请 PCT/IB2003/000153 2003.1.22

[87] 国际公布 WO2003/081938 英 2003.10.2

[85] 进入国家阶段日期 2004.11.16

[71] 申请人 北方电讯网络有限公司

地址 加拿大魁北克省

[72] 发明人 J·马 M·贾 P·朱 W·童

D·-S·于

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

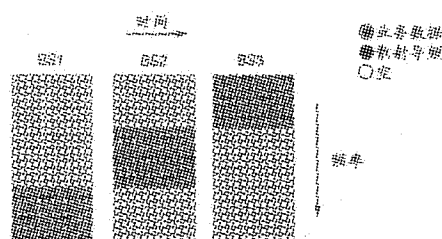
代理人 杨 凯 刘 杰

权利要求书 7 页 说明书 25 页 附图 14 页

[54] 发明名称 OFDM 的软切换

[57] 摘要

本发明涉及 OFDM 系统中的软切换。每个移动终端测量从相邻基站发送的导频信号强度。如果基站的导频信号强度超过定义的阈值,则将该基站添加到活动集列表中。每个移动终端通知基站控制器和服务基站,移动终端识别唯一的服务基站,或者触发软切换模式,使用调度和空时编码的组合来实现有效和可靠的切换。



I S S N 1 0 0 8 - 4 2 7 4

1. 一种正交频分复用 (OFDM) 系统, 它包括:
  - a) 适于在软切换模式期间调度某个移动终端的数据并将所述移动终端的至少一部分调度数据传送到多个基站中的至少一个基站; 以及
  - b) 以有效方式与所述基站控制器相关联的所述多个基站, 参与所述软切换的每个基站适于:
    - i) 接收所述调度数据以传送到所述移动终端;
    - 10 ii) 为所述调度数据提供空时编码以生成多个空时编码信号;
    - iii) 对所述多个空时编码信号的每个信号执行反傅立叶转换 (IFT) 以生成多个 OFDM 信号, 所述多个空时编码信号的每个信号配置为产生映射到 OFDM 子频谱中定义的子频带中的对应的 OFDM 信号; 所述
    - 15 定义的子频带未被参与所述软切换的其它所述基站所使用; 以及
    - iv) 使用空间分集发送所述多个 OFDM 信号以便所述移动终端接收。
- 20 2. 如权利要求 1 所述的 OFDM 系统, 其特征在于: 每个基站还适于提供所述空时编码, 使得所述多个空时编码信号配置为使与所述定义子频带相关联的功率提高。
3. 如权利要求 1 所述的 OFDM 系统, 其特征在于: 每个基站还适于提供所述空时编码, 使得所述多个空时编码信号配置为产生
- 25 与所述 OFDM 频谱中不同于所述定义子频带的子频带相关联的零信号。
4. 如权利要求 1 所述的 OFDM 系统, 其特征在于: 每个基站还适于提供所述空时编码, 其中所述多个 OFDM 信号中的每个信号

包括具有不同编码的相同数据。

5. 如权利要求 1 所述的 OFDM 系统，其特征在于：每个基站还适于提供所述空时编码，其中所述多个 OFDM 信号的每个信号包括所述调度数据的不同部分。

5        6. 如权利要求 1 所述的 OFDM 系统，其特征在于：所述基站控制器适于将要发送到所述移动终端的所述数据发送到参与所述软切换的每个所述基站。

7. 如权利要求 1 所述的 OFDM 系统，其特征在于：所述基站控制器适于将要发送到所述移动终端的所述数据分成独特的数据  
10        组，并且将每组数据发送到参与所述软切换的基站中对应的基站。

8. 如权利要求 1 所述的 OFDM 系统，其特征在于：所述基站控制器适于将要发送到所述移动终端的所述数据作为所述调度数据发送到参与所述软切换的基站中的唯一一个基站。

9. 如权利要求 1 所述的 OFDM 系统，其特征在于：每个基站  
15        还适于在所述多个 OFDM 信号中插入散射导频信号。

10. 如权利要求 9 所述的 OFDM 系统，其特征在于：每个基站还适于在导频子频带中插入功率提高的所述散射导频信号。

11. 如权利要求 10 所述的 OFDM 系统，其特征在于：每个基站还适于在其它所述参与基站插入所述散射导频信号的子频带中提供  
20        零信号。

12. 如权利要求 9 所述的 OFDM 系统，其特征在于：每个基站还适于在所述定义子频带中插入所述散射导频信号。

13. 如权利要求 1 所述的 OFDM 系统，其特征在于：每个基站还适于为不在所述软切换中的移动终端提供所述数据调度。

25        14. 如权利要求 1 所述的 OFDM 系统，其特征在于：每个基站与适于提供所述空间分集的多个天线相关联。

15. 如权利要求 1 所述的 OFDM 系统，其特征在于：每个基站与多个天线相关联，并且每个基站的所述空间分集由与其它所述基

站相关联的所述多个天线中的至少一个天线提供。

16. 如权利要求 1 所述的 OFDM 系统, 其特征在于: 所述基站和所述基站控制器适于协作从所述移动终端接收进入软切换的请求及要参与所述软切换的所述基站的标识。

5        17. 一种正交频分复用 (OFDM) 系统中的基站, 它包括:

a)        适于提供调度数据的空时编码以生成多个空时编码信号的  
            空时编码逻辑;

10        b)        适于对所述多个空时编码信号的每个信号提供 IFT 以生  
            成多个 OFDM 信号的反傅立叶转换 (IFT) 逻辑, 其中:  
            在软切换期间, 所述多个空时编码信号的每个信号配置为  
            产生映射到 OFDM 子频谱中定义子频带中的对应 OFDM  
            信号, 所述定义子频带未被参与所述软切换的其它基站  
            所使用; 以及

15        c)        具有多条发送路径的发送电路, 以有利于通过空间分集  
            发送所述多个 OFDM 信号, 以由所述移动终端接收。

18. 如权利要求 17 所述的基站, 其特征在于: 所述空时编码逻辑还适于提供所述空时编码, 使得所述多个空时编码信号配置为使与  
所述定义子频带相关联的功率提高。

20        19. 如权利要求 17 所述的基站, 其特征在于: 所述空时编码逻辑还适于提供所述空时编码, 使得所述多个空时编码信号配置为产生与  
所述 OFDM 频谱中不同于所述定义子频带的子频带相关联的零信号。

25        20. 如权利要求 17 所述的基站, 其特征在于: 所述空时编码逻辑还适于提供所述空时编码, 其中所述多个 OFDM 信号的每个信号  
            包括具有不同编码的相同数据。

21. 如权利要求 17 所述的基站, 其特征在于: 所述空时编码逻辑还适于提供所述空时编码, 其中所述多个 OFDM 信号的每个信号  
包括所述调度数据的不同部分。

22. 如权利要求 17 所述的基站，其特征在于：所述数据与发送到参与所述软切换的所述其它基站的数据相同。

23. 如权利要求 17 所述的基站，其特征在于：所述数据只是要发送到所述移动终端的所述数据的一部分，并且参与所述软切换的  
5 所述其它基站提供要发送到所述移动终端的所述数据的剩余部分。

24. 如权利要求 17 所述的基站，其特征在于：所述数据表示要发送到所述移动终端的所有数据只发送到一个所述基站，并且在给定时隙内，要发送到所述移动终端的所述数据的任何部分不发送到参与所述软切换的所述剩余基站。

10 25. 如权利要求 17 所述的基站，其特征在于：所述发送电路还适于在所述多个 OFDM 信号中插入散射导频信号。

26. 如权利要求 25 所述的基站，其特征在于：所述发送电路还适于在导频子频带中插入功率提高的所述散射导频信号。

27. 如权利要求 26 所述的基站，其特征在于：所述发送电路还  
15 适于在其它所述参与基站插入所述散射导频信号的子频带中提供零信号。

28. 如权利要求 25 所述的基站，其特征在于：所述发送电路还适于在所述定义子频带中插入所述散射导频信号。

29. 如权利要求 17 所述的基站，其特征在于还包括接收电路，  
20 所述接收电路适于从所述移动终端接收进入软切换的请求及要参与所述软切换的所述基站的标识。

30. 一种有利于正交频分复用（OFDM）系统中的软切换的方法，它包括：

- a) 提供调度数据的空时编码以生成多个空时编码信号；
- 25 b) 对所述多个空时编码信号的每个信号执行反傅立叶转换（IFT）以生成多个 OFDM 信号，其中：在软切换期间，所述多个空时编码信号的每个信号配置为产生映射到 OFDM 子带频谱中的定义子频带中的对应 OFDM 信号，所

述定义的子频带未被参与所述软切换的其它基站所使用；  
以及

c) 通过空间分集发送所述多个 OFDM 信号，以便所述移动终端接收。

5        31. 如权利要求 30 所述的方法，其特征在于：所述空时编码使得所述多个空时编码信号配置为致使与所述定义子频带相关联的功率提高。

32. 如权利要求 30 所述的方法，其特征在于：所述空时编码使得所述多个空时编码信号配置为产生与所述 OFDM 频谱中不同于所述定义子频带的子频带相关联的零信号。  
10

33. 如权利要求 30 所述的方法，其特征在于：所述空时编码使得所述多个 OFDM 信号的每个信号包括具有不同编码的相同数据。

34. 如权利要求 30 所述的方法，其特征在于：所述空时编码使得所述多个 OFDM 信号的每个信号包括所述调度数据的不同部分。

15        35. 如权利要求 30 所述的方法，其特征在于还包括：在所述软切换期间为参与所述软切换的所有基站调度要发送到所述移动终端的数据，其中：一个基站的所述调度数据与发送到参与所述软切换的所述其它基站的所述调度数据相同。

36. 如权利要求 30 所述的方法，其特征在于还包括：在所述软  
20 切换期间为参与所述软切换的所有基站调度要发送到所述移动终端的数据，其中：一个基站的所述调度数据只是要发送到所述移动终端的所述数据的一部分，并且参与所述软切换的所述其它基站的所述调度数据表示要发送到所述移动终端的所述数据的剩余部分。

37. 如权利要求 30 所述的方法，其特征在于还包括：在所述软  
25 切换期间为参与所述软切换的所有基站调度要发送到所述移动终端的数据，其中：所述调度数据表示要发送到所述移动终端的所有数据，并且在给定时隙期间只发送到参与所述软切换的一个基站。

38. 如权利要求 30 所述的方法，其特征在于还包括：在所述多

个 OFDM 信号中插入散射导频信号。

39. 如权利要求 38 所述的移动站, 其特征在于还包括: 在导频子频带中插入功率提高的所述散射导频信号。

40. 如权利要求 39 所述的方法, 其特征在于还包括: 在其它所述参与基站插入所述散射导频信号的子频带中提供零信号。

41. 如权利要求 38 所述的方法, 其特征在于还包括: 在所述定义子频带中插入所述散射导频信号。

42. 如权利要求 30 所述的方法, 其特征在于还包括: 从所述移动终端接收进入软切换的请求及参与所述软切换的所述基站的标识。

43. 一种有利于正交频分复用 (OFDM) 系统中的软切换的移动终端, 它包括:

- a) 接收电路, 其适于接收多个 OFDM 信号并将其进行下变频转换的, 所述 OFDM 信号是用空时编码进行编码的, 并使用空间分集发送;
- b) 傅立叶转换 (FT) 逻辑, 其适于对所述多个 OFDM 信号的每个信号进行 FT, 以生成多个空时编码信号;
- c) 空时解码器逻辑, 其适于对所述多个空时编码信号进行空时解码以从服务基站恢复调度数据;
- d) 适于执行以下操作的处理逻辑:
  - i) 监控多个基站的信号强度;
  - ii) 识别所述基站中具有高于定义阈值的信号强度的基站; 以及
  - iii) 在所述多个基站中不止一个基站具有高于所述定义阈值的信号强度时, 进入软切换模式; 以及
- e) 发送电路, 其适于发送信息以识别所述多个基站中具有高于所述定义阈值的信号强度的基站。

44. 如权利要求 43 所述的移动终端, 其特征在于: 所述发送电



路还适于发送请求进入所述软切换模式的信息。

45. 如权利要求 43 所述的移动终端，其特征在于：所述处理逻辑适于在所述软切换期间从具有高于所述定义阈值的信号强度的每个基站接收相同的调度数据，并将从每个基站接收的所述相同调度数据合并以恢复接收数据。

46. 如权利要求 43 所述的移动终端，其特征在于：所述处理逻辑适于在所述软切换期间从具有高于所述定义阈值的信号强度的每个基站接收不同的调度数据，并将从每个基站接收的所述不同调度数据合并以恢复接收数据。

47. 如权利要求 43 所述的移动终端，其特征在于：所述处理逻辑适于在给定时隙内在所述软切换期间只从具有高于所述定义阈值的信号强度的一个所述基站接收所述调度数据。

48. 如权利要求 43 所述的移动终端，其特征在于：所述空时编码使得所述多个 OFDM 信号的每个信号包括具有不同编码的相同数据。

49. 如权利要求 43 所述的移动终端，其特征在于：所述空时编码使得所述多个 OFDM 信号的每个信号包括所述调度数据的不同部分。

50. 一种用于确定 OFDM 传输的信道响应的方法，它包括：
- a) 确定参与 OFDM 软切换的多个基站的相对传输延迟；
  - b) 在频域为 OFDM 信号提取散射导频信号；
  - c) 估计每个发送信道的每个散射导频信号的第一信道响应；
  - d) 从所述第一信道响应中去除由所述传输延迟引起的附加相位旋转；
  - e) 对于每个 OFDM 数据子载波，对所述第一信道响应进行内插处理，以估计第二信道响应；以及
  - f) 将传输延迟引起的相位旋转添加到所述第二信道响应中，以估计每个所述 OFDM 数据子载波的最终信道响应。

## OFDM 的软切换

### 5 发明领域

本发明涉及无线通信，具体地说，涉及有利于正交频分复用（OFDM）系统中的软切换。

### 发明背景

10 无线通信系统将覆盖区域划分为小区，每个小区由一个基站服务。移动终端将持续监控当前小区及相邻小区的服务基站的信号强度。移动终端将发送信号强度信息到网络。在移动终端移向当前小区边缘时，服务基站将确定移动终端的信号强度在递减，而相邻基站将确定该信号强度在增强。两个基站通过网络彼此协作，在相邻  
15 基站的信号强度超过当前基站的信号强度时，通信的控制从当前基站切换到相邻基站。控制从一个基站切换到另一个基站称为切换。

硬切换是从第一基站完全、瞬时过渡到第二基站的切换。硬切换已证明存在一些问题，经常导致掉话。CDMA 系统结合了软切换，其中，移动终端从第一小区移动到第二小区时，切换过程分几个步骤进行。首先，移动终端识别第二基站的服务期间，并且网络同时  
20 允许当前基站和相邻基站承载呼叫。当移动终端渐渐移进第二基站而远离第一基站时，第一基站的信号强度将最终下降到低于可用的水平。此时，移动终端将通知网络，网络将指示第一基站放弃呼叫并让第二基站继续为该呼叫服务。因此，软切换的特征在于：在终止与旧基站的通信前开始与新基站的通信。CDMA 系统中的软切换  
25 已证明十分可靠。

在持续不断地设法提高数据率和无线网络容量的过程中，通信技术得到了发展。多输入多输出（MIMO）正交频分复用（OFDM）

系统代表用于下一代高速数据下行链路接入的一种鼓舞人心的解决方案。此类系统的优点是其频谱效率高，其中所有分配频谱可由所有基站使用。系统通常被视为具有频率复用系数 1。不过，这些系统生产很强的共信道干扰，尤其在小区边界处。基本频率复用系数 1  
5 规划将导致小区边界处的移动终端具有很低的数据率和差的服务质量。即使可以采用数据重复、重传技术和针对数据传输的公平调度，也难以在小区间平衡数据率分布。因此，高速数据服务受到了严重限制。

在诸如 CDMA 等其它技术中，软切换用于增强小区边界的服务。  
10 然而，为 CDMA 系统开发的简单的软切换技术扩展不适用于 MIMO-OFDM 系统，这是因为分离对 OFDM 波形的干扰实际上是不能的。由于不同的扩频码屏蔽（masking）在 OFDM 传输中不可用，发送同一信号的基站间的破坏性干扰可导致性能严重下降。因此，需要一种用于 OFDM 的有效软切换技术，以及需要提高小区边界处的数据  
15 率并减少干扰。

## 发明概述

本发明涉及 OFDM 系统中的软切换。在下行通信中，每个移动终端经常测量从相邻基站发送的所有可能的导频信号强度，识别最  
20 强的导频信号，并将它们与定义的阈值进行比较。如果基站的导频信号强度超过定义的阈值，则该基站被添加到活动集列表中。每个移动终端将其活动集列表通知基站。如果活动集列表中只有一个基站，则挑选该基站为移动终端服务。如果在活动集列表中有不止一个基站，则在那些基站之间启用软切换。软切换条件将继续，直至  
25 活动集列表中只有一个基站，其中，该唯一基站将继续为移动终端服务。软切换可由移动终端启动，移动终端将通过服务基站向基站控制器报告活动集列表。基站控制器将提醒活动集列表中的基站进行软切换。值得注意的是，基站控制器可以从活动集列表中选择基

站子集以建立软切换。在软切换期间，活动集列表中的所有基站将如下所述促进与移动终端的通信。基站控制器最好记住各个移动终端的所有活动集列表。移动终端将记住其各自的活动集列表。

5 因此，通过为基站控制器和服务基站提供活动集列表，移动终端识别唯一的服务基站，或者在多个基站出现在活动集列表中时触发软切换（SHO）模式。SHO 模式使用调度和 STC 编码的组合来实现有效、可靠的切换。在 SHO 模式期间，基站控制器将以移动终端为目的方的数据分组以多播或非多播形式传递给活动集列表上的每个基站。多播指每个数据分组发送到活动集列表上的每个基站，以便传送到移动终端。非多播指数据分组以某种方式分成子分组，并且每个子分组发送到活动集列表上的一个基站，以便传送到移动终端。与多播不同的是，不从活动集列表上的每个基站发送冗余信息。

15 在多播或非多播实施例中，活动集中的基站可分割 OFDM 信号的时间和频率资源。因此，每个基站发射部分 OFDM 信号子带。最好是发送功率的提高与在用子带相关联。基站提供发送数据的 STC 编码，而移动终端提供对应的 STC 解码以恢复发送的数据。STC 编码可以是空时发送分集（STTD）或 V-BLAST 类型编码。STTD 编码将数据编码成多个格式，并使用空间分集（即，从不同位置的天线）同时发送多个格式。V-BLAST 类型编码将数据分割成不同的组，并分别将各组编码而后同时发送。本领域的技术人员可认识到其它编码。移动终端将分别对从每个基站发送的数据进行解调和解码，随后将每个基站的解码数据合并以恢复原始数据。

25 现有 OFDM 切换是硬切换，并且服务基站自发地为任一给定移动终端处理数据调度以便传输。由于在任一时刻只有一个基站为移动终端服务，因此，无需采用联合调度。与此相反，本发明对移动终端活动集列表上的基站采用了联合调度。这样，基站控制器或类似的调度装置用于在 SHO 模式期间为每个移动终端调度数据分组以便传输。虽然基站控制器可为相关联基站提供所有调度，但本发明

的优选实施例把不在 SHO 模式的移动终端的数据调度委托给了服务基站。在此安排中，在基站控制器使用调度器来将数据分配到用于活动集列表上的基站的时隙。基站执行联合基站时空编码。基站控制器调度器未分配的时隙用于未参与软切换的移动终端的数据。

- 5           在结合附图阅读以下优选实施例的详细说明后，本领域的技术人员将理解本发明的范围并认识到本发明的其它方面。

### 附图简述

- 10           所结合的附图构成本说明书的一部分，用于说明本发明的若干方面，其与本说明书一起用于解释了本发明的原理。

图 1 是蜂窝通信系统的框图表示；

图 2 是根据本发明一个实施例的基站框图表示；

图 3 是根据本发明一个实施例的移动终端框图表示；

- 15           图 4 是根据本发明一个实施例的 OFDM 发射机体系结构的逻辑分解；

图 5 是根据本发明一个实施例的 OFDM 接收机体系结构的逻辑分解；

图 6 是说明根据本发明一个实施例的活动集列表的表格；

图 7A 是说明循环调度的表格；

- 20           图 7B 是说明灵活调度的表格；

图 8A-8C 是概括本发明的示例操作的流程图；

图 9 是根据本发明一个实施例构建的蜂窝通信系统的框图表示；

图 10 是根据图 9 所示实施例的频率子带用法图；

图 11 是根据本发明一个实施例构建的蜂窝通信系统框图表示；

- 25           图 12 是根据图 11 所示实施例的频率子带用法图；

图 13 是说明用于提高与导频信号相关的功率，同时将共信道干扰降至最低的技术的图。

## 优选实施例详细说明

下述实施例陈述了使本领域技术人员能够实施本发明及阐明实践本发明最佳模式的必需信息。在参照附图阅读下面说明后，本领域的技术人员将理解本发明的概念，并将认识到未在本文明确提出的这些概念的应用。应理解，这些概念和应用将在公开内容和所附权利要求书的范围内。

参照图 1，基站控制器（BSC）10 控制多个小区 12 内的无线通信，这些小区由对应的基站（BS）14 服务。通常，每个基站 14 将促进与移动终端 16 的通信，移动终端 16 在与对应基站 14 相关联的小区 12 内。在移动终端 16 从第一小区 12 移动到第二小区 12 时，与移动终端 16 的通信从一个基站 14 过渡到另一个基站。术语“切换”一般用于指在与移动终端的通信会话期间从一个基站 14 切换到另一基站的技术。基站 14 与基站控制器 10 合作以确保切换协调进行，并且将预定发往移动终端 16 的数据提供给当前支持与移动终端 16 通信的适当基站 14。

切换通常描述为硬切换或软切换。硬切换指这样的切换，其中从一个基站 14 到另一个基站的过渡具有以下特征：在第二基站 14 开始与移动终端 16 进行通信的精确时间，第一基站 14 停止与移动终端 16 进行通信。不过，硬切换容易使通信中断，已证明充分不可靠。软切换的特征在于：在切换期间多个基站 14 同时与移动终端 16 进行通信。通常，从不同基站 14 发送同样的信息到移动终端 16，并且移动终端 16 尝试从两个基站 14 接收信号，直至移动终端 16 要切换到的基站 14 被认为能够接管与移动终端 16 的通信。

在图 1 中，切换区域 18 显示在三个小区 12 的结合处，其中移动终端 16 在三个小区 12 中任一小区的边缘，并可能得到这些小区 12 内任一基站 14 的支持。本发明提供了有利于在正交频分复用（OFDM）无线通信环境中进行软切换的方法和体系结构。

在深入研究优选实施例的结构和功能细节之前，先提供本发明

的移动终端 16 和基站 14 的高层概图。参照图 2，它显示了根据本发明一个实施例配置的基站 14。基站 14 一般包括控制系统 20、基带处理器 22、发送电路 24、接收电路 26、多个天线 28 及网络接口 30。接收电路 26 从移动终端 16 提供的一个或多个远程发射机（在图 3 显示）接收承载信息的无线电频率信号。最好是低噪声放大器和滤波器（未显示）协同用于放大和去除信号的宽带干扰，以便于处理。随后，下变频转换和数字化电路（未显示）将经滤波的接收信号下变频转换为中频或基带频率信号，该信号随后数字化为一个或多个数字流。

基带处理器 22 处理数字化接收信号，以提取在接收信号中传送的信息或数据比特。此处理一般包括解调、解码和纠错操作。因此，基带处理器 22 一般在一个或多个数字信号处理器（DSP）中实现。随后，接收信息经网络接口 30 通过无线网络发送，或者发送到基站 14 所服务的另一移动终端 16。网络接口 30 通常会与基站控制器 10 和形成部分无线网络的电路交换网络交互，无线网络可连接到公共交换电话网（PSTN）。

在发送端，基带处理器 22 在控制系统 20 的控制下从网络接口 30 接收数字化数据，该数据可表示语音、数据或控制信息，控制系统将数据进行编码以便传输。编码的数据输出到发送电路 24，在该电路中，由具有所需发送频率的载波信号进行调制。功率放大器（未显示）将调制的载波信号放大到适合传输的电平，并通过匹配的网络（未显示）将调制的载波信号传送到天线 28。下面会更详细地描述调制和处理细节。

参照图 3，它显示了根据本发明一个实施例配置的移动终端 16。类似于基站 14，移动终端 16 将包括控制系统 32、基带处理器 34、发送电路 36、接收电路 38、多个天线 40 及用户接口电路 42。接收电路 38 从一个或多个基站 14 接收承载信息的无线电频率信号。最好是低噪声放大器和滤波器（未显示）一起协同用于放大和去除信

号的宽带干扰以便处理。随后，下变频转换和数字化电路（未显示）将经滤波的接收信号下变频转换为中频或基带频率信号，该信号随后数字化为一个或多个数字流。

5 基带处理器 34 处理数字化接收信号，以提取在接收信号中传送的信息或数据比特。如下面更详细描述的一样，此处理一般包括解调、解码和纠错操作。基带处理器 34 一般用一个或多个数字信号处理器（DSP）和专用集成电路（ASIC）实现。

10 为进行传输，基带处理器 34 从控制系统 32 接收数字化数据，该数据可表示语音、数据或控制信息，控制系统将数据编码以便传输。编码的数据输出到发送电路 36，在该电路中，由调制器用于调制所需发送频率的载波信号。功率放大器（未显示）将调制的载波信号放大到适合传输的电平，并通过匹配的网络（未显示）将调制的载波信号传送到天线 40。本领域技术人员可用的不同调制和处理技术适用于本发明。

15 在 OFDM 调制中，将传输频带分成多个正交的载波。每个载波根据要发送的数字数据进行调制。由于 OFDM 将传输频带分成多个载波，因此，每个载波的带宽减小而每个载波的调制时间会增加。由于多个载波并行发送，因此，在任一给定载波上的数字数据或符号的传输率低于使用单个载波时的传输率。

20 OFDM 调制需要对要发送的信息执行反快速傅立叶转换（IFFT）。为进行解调，需要在接收信号上执行快速傅立叶转换（FFT）以恢复发送的信息。实际上，将数字信号处理用于调制和解调，分别实现了反向离散傅立叶转换（IDFT）和离散傅立叶转换（DFT）。

25 因此，OFDM 调制的特征在于：生成对应传输信道内多个频带的正交载波。调制的信号是具有相对低传输率且能够保持在其相应频带内的数字信号。各个载波未被数字信号直接调制。相反，所有载波由 IFFT 处理同时进行调制。

在优选实施例中，OFDM 至少用于从基站 14 到移动终端 16 的



下行传输。此外，基站 14 经 GPS 信令与共用时钟同步并通过基站控制器 10 协调通信。每个基站 14 配备了  $n$  个发射天线 28，并且每个移动站 16 配备了  $m$  个接收天线 40。值得注意的是，通过使用适当的双工器或开关，各天线可用于接收和传输，之所以将其标记为发射天线和接收天线仅仅是为了清楚起见。

参照图 4，它提供了根据一个实施例的逻辑 OFDM 传输体系结构。最初，基站控制器 10 将要发送到移动站 16 的数据 44 发送到基站 14。数据是比特流，由数据加扰逻辑 46 以某种方式加扰，从而降低与数据相关的峰值对平均功率比。使用 CRC 逻辑 48 确定加扰数据的循环冗余校验（CRC），随后将其附加到加扰数据中。接着，使用信道编码器逻辑 50 执行信道编码，以有效地将冗余添加到数据中，从而有利于移动终端 16 上的恢复和纠错。在一个实施例中，信道编码器逻辑 50 使用已知的 Turbo 编码技术。随后，编码的数据由速率匹配逻辑 52 处理，以补偿与编码相关的数据扩展。

比特交织器逻辑 54 以对称方式记录编码数据中的比特，从而将所提供的连续数据比特的丢失降到最低。结果数据比特由映射逻辑 56 根据选择的基带调制以对称方式映射成对应的符号。最好是使用正交幅度调制（QAM）或正交相移键控（QPSK）调制。使用符号交织器逻辑 58，可以对称方式将符号重新排序以进一步加固发送信号对抗频率选择性衰落所致定期数据损失的能力。

此时，成组的比特已映射成表示幅度和相位星座中位置的符号。随后，符号块由空时块码（STC）编辑器逻辑 60 处理，该逻辑以一种使发送信号抗干扰能力更强且易于在移动站解码的方式修改符号。STC 编码逻辑 60 将处理输入符号，并为基站 14 提供对应于发射天线 28 数量的  $n$  个输出。控制系统 20 和/或基带处理器提供映射控制信号以控制 STC 编码。有关 STC 编码的其它细节在说明书后面提供。此时，假定  $n$  个输出的符号表示要发送的数据，并能够由移动终端 16 恢复。请参阅 A.F. Naguib、N. Seshadri 和 A.R. Calderbank

所著的“用于高容量和高数据率无线系统的空时编码和干扰抑制应用”(“Applications of space-time codes and interference suppression for high capacity and high data rate wireless system”, Thirty-Second Asilomar Confererence on Signals, Systems & Computers, Volume 2, pp. 1803-1810, 1998), 该文章通过引用结合于本文中。

对于本示例, 假定基站 14 具有两个天线 28 ( $n=2$ ), 并且 STC 编码逻辑 60 提供两个输出符号流。因此, STC 编码逻辑 60 输出的每个符号流发送到对应的 IFFT 处理器 62, 图中分开显示是为了便于理解。本领域的技术人员会承认, 可将一个或多个处理器单独或与本文所述其它处理结合用于提供此类数字信号处理。IFFT 处理器 62 最好使用 IDFT 或类似的处理对相应符号进行操作, 以实现反傅立叶转换。IFFT 处理器 62 的输出提供时域符号。时域符号组成帧, 帧由类似的插入逻辑 64 与前缀和导频首部相关联。每个结果信号在数字域上变频转换到中频, 并且经对应的数字上变频转换 (DUC) 和数模 (D/A) 转换电路 66 转换成模拟信号。结果 (模拟) 信号随后同时在所需的 RF 频率上进行调制、放大, 并经 RF 电路 68 和天线 28 发送。值得注意的是, 导频信号在发送数据的前面, 这是预定移动终端 16 所了解的, 并通过调制导频首部和散射导频子载波来实现。下面会详细介绍移动终端 16, 它将使用散射导频信号进行信道评估和干扰抑制, 并使用首部来识别基站 14。

现在参照图 5 来说明移动终端 16 对发送信号的接收。在发送信号到达移动终端 16 的每个天线 40 后, 相应的信号由对应的 RF 电路 70 解调和放大。为简洁和清楚起见, 只详细描述和显示了两条接收路径之一。模拟信号由模数 (A/D) 转换器进行数字化, 而后由下变频转换电路 72 进行下变频转换, 以便数字处理。结果数字化信号可由自动增益控制电路 (AGC) 74 用于根据接收的信号电平来控制 RF 电路 70 中的放大器增益。

每个发送帧最好具有定义的结构, 该结构具有两个相同的首部。

帧捕获是基于这些相同首部的重复。最初，数字化信号提供给同步逻辑 76，该逻辑包括粗同步逻辑 78，粗同步逻辑 78 缓冲几个 OFDM 符号并计算两个连续 OFDM 符号之间的自相关。对应于最大相关结果的结果时间索引确定精确同步搜索窗口，该窗口由精确同步逻辑 80 用于根据首部确定精确的帧开始位置。精确同步逻辑 80 的输出有利于帧定位逻辑 84 的帧捕获。正确的帧定位是重要的，以便随后的 FFT 处理提供从时域到频域的精确转换。精确同步算法基于首部所承载的接收导频信号与已知导频数据的本地副本之间的相关性。一旦帧定位捕获发生，则 OFDM 符号的前缀通过前缀去除逻辑 86 去除，并将结果样本发送到频率偏移和多谱勒校正逻辑 88，该逻辑补偿由于发射机和接收机中不匹配的本地振荡器导致的系统频率偏移和发送信号上施加的多谱勒效应。同步逻辑 76 最好包括频率偏移、多谱勒和时钟估计逻辑，其基于首部以帮助估计发送信号上的这类效应，并将那些估计提供给相关逻辑 88 以正确地处理 OFDM 符号。

此时，时域中的 OFDM 符号已就绪，可使用 FFT 处理逻辑 90 转换到频域。结果是发送到处理逻辑 92 的频域符号。处理逻辑 92 使用散射导频提取逻辑 94 提取散射导频信号，并使用信道估计逻辑 96 根据提取的导频信号确定信道估计，并使用信道重建逻辑 98 提供对应所有子载波的信道响应。对应每条接收路径的频域符号和信道重建信息提供给 STC 解码器 100，该解码器在两条接收路径上均提供 STC 解码以恢复发送的符号。信道重建信息向 STC 解码器 100 提供处理各频域符号所需的充足信息，以消除传输信道效应。

恢复的符号使用符号去交织器逻辑 102 按顺序放回原位，该逻辑对应于发射机的符号交织器逻辑 58。随后，将去交织符号解调，或者使用去映射逻辑 104 去映射为对应的比特流。这些比特随后通过使用比特去交织逻辑 106 进行去交织，该逻辑对应于发射机体系结构的比特交织器逻辑 54。去交织的比特随后由速率去匹配逻辑 108 处理，并提供给信道解码器逻辑 110 以恢复最初加扰的数据和 CRC

校验和。相应地，CRC 逻辑 112 去除 CRC 校验和，以传统方式检查加扰数据，并将它提供给加扰逻辑 114，以便使用已知的基站去扰码代码去加扰，从而恢复原来发送的数据。

5 由于 OFDM 是并行传输技术，因此，整个有用带宽分成许多子载波，这些子载波单独进行调制。基于子载波的位置，共用同步信道、导频信道和广播信道在频域中复用到 OFDM 符号首部中。公共同步信道用于定时同步的初始捕获、频率和多谱勒估计及初始信道估计。

10 在一个实施例中，还进一步在相应的传输路径之间对 256 个公共同步子载波进行划分，其中每条路径分别与 128 个公共同步子载波相关联。由两条发送路径共享、大小为 256 的公共复 PN 码用于调制为公共同步信道保留的子载波。

15 导频信道用于同步、初始信道估计、基站识别及用于小区（或基站）选择的载干比（CIR）测量。在一个实施例中，256 个子载波保留用于专用导频，其中每条传输路径具有 128 个导频子载波。长度为 256 的唯一复 PN 码分配给每个基站 14 并映射到这些专用导频上。分配给不同基站 14 的 PN 码正交性提供基站识别和初始干扰测量。

20 在一个实施例中，帧结构在每 10 毫秒帧的开始处具有两个相同的首部符号。帧捕获基于重复的首部进行。移动终端 16 开机时将开始进行时间域粗同步处理。运行缓冲器（running buffer）用于缓冲几个 OFDM 符号，随后计算两个连续 OFDM 符号之间的自相关。粗同步位置是对应于自相关最大输出的时间索引。

25 在帧捕获后，只知道第一首部符号开始位置的大概位置范围。为了在频域执行 OFDM 调制，OFDM 符号的开始位置必须精确，以便 FFT 可以将时间域的信号转换到频域。因此确定 OFDM 符号第一首部中的第一样本的位置。精确同步基于接收信号首部中的导频数据与已知导频数据本地副本之间的相关。

关于信道估计，由调制子载波表示的每个子带只包括整个信道带宽的一小部分。每个单独子频带上的频率响应相对平坦，这使得相关解调较容易。由于传输信道在幅度和相位上破坏了发送信号，因此，执行相关检测需要可靠的信道知识。如上所述，一个实施例  
5 使用导频信号进行信道参数估计，以跟踪由移动终端 16 移动引起的信道特征。因此，会有规律地插入散射导频信号。周期性地对导频信号进行内插处理，以获得 STC 解码所需的当前信道信息。

基于以上所述，系统访问的特征如下。最初，在时间域中根据前置首部执行粗同步相关以确定粗同步位置。在粗同步位置，确定  
10 精确同步搜索窗口。在计算 FFT 后，系统切换到共用同步信道以在精确同步搜索窗口内执行精确同步。接着，识别最强的相关峰值，并且将相关时间索引用作候选定时同步位置。在每个候选定时同步位置计算 FFT 后，系统切换到导频信道。

对所有基站 14 的 PN 序列进行相关处理，并选择相关峰值来定义与所有候选定时同步位置对应的索引。确定这些基站 14 的 CIR。  
15 将具有最高 CIR 的基站选为服务基站，并且带有大于给定阈值的 CIR 的基站也选择用于活动集列表。如果不止一个基站 14 在活动集列表上，则会启动本发明的软切换过程。随后，计算 FFT，并使用对应每个选定基站 14 的 PN 码实现精确同步。

20 在操作期间，移动终端 16 的发送器体系结构将如下所述有利于系统访问。通常，从基站 14 到移动终端 16 的下行通信由移动终端 16 启动。每个移动终端 16 不断测量相邻基站 14 发送的所有可能导频信号强度，并识别最强的导频信号，将其与定义的阈值进行比较。如果基站 14 的导频信号强度超出定义的阈值，则将该基站 14 添加  
25 到活动集列表中。每个移动终端 16 将其活动集列表通知基站 14。如果活动集列表只有一个基站 14，则挑选该基站 14 为移动终端 16 服务。如果在活动集列表中有不止一个基站 14，则在那些基站 14 之间启用软切换。软切换条件将继续，直至活动集列表中只有一个基站

14, 其中唯一的基站 14 将继续为移动终端 16 服务。在软切换期间, 活动集列表中的所有基站 14 将如下所述促进与移动终端 16 的通信。基站控制器 10 最好记录各个移动终端 16 的所有活动集列表。移动终端 16 将记录其各自的活动集列表。

5           因此, 通过为基站控制器 10 和服务基站 14 提供活动集列表, 移动终端 16 识别唯一的服务基站 14, 或者在多个基站出现在活动集列表上时触发软切换 (SHO) 模式。SHO 模式使用调度和 STC 编码的组合以实现有效、可靠的切换。在 SHO 模式期间, 基站控制器 10 将预定发往移动终端 16 的数据分组以多播或非多播形式传递给活动  
10 集列表上的每个基站 14。多播指每个数据分组发送到活动集列表上的每个基站 14, 以便传送到移动终端。非多播指数据分组以某种方式分成子分组, 并且每个子分组发送到活动集列表上的一个基站 14 以便传送到移动终端 16。与多播不同的是, 不从活动集列表上的每个基站 14 发送冗余信息。

15           在多播或非多播实施例中, 基站 14 提供发送数据的 STC 编码, 而移动终端 16 提供对应的 STC 解码以恢复发送的数据。STC 编码可以是空时发送分集 (STTD) 或 V-BLAST 类型编码。STTD 编码将数据编码成多个格式, 并使用空间分集 (即, 从不同位置的天线) 同时发送多个格式。V-BLAST 类型编码将数据分割成不同的组, 将  
20 各个组单独编码并通过空间分集同时发送。本领域的技术人员会认识到其它编码。移动终端 16 将对从每个基站 14 发送的数据分别进行解调和解码, 随后将来自每个基站 14 的解码数据合并以恢复原始数据。

25           下面说明识别要放入活动集列表中的基站 14、在基站 14 调度数据以及为将调度数据从基站 14 传送到移动终端 16 而进行 STC 编码的示例过程。

          对于如图 1 所示的多输入多输出 (MIMO) OFDM 系统, 导频信号嵌在每个基站 14 的每个帧前置码中。移动终端 16 可根据导频

信号的伪噪声序列确定每个基站 14。移动终端 16 能够根据每个相邻基站 14 的导频信号测量载干比 (CIR)。根据导频信号的强度, 移动终端 16 可确定活动集列表。如果活动集列表上有不止一个基站 14, 则移动终端 16 将通过与基站 14 的上行信令触发 SHO 程序, 基站 14 5 将把相同的内容传送到基站控制器 10。

参照图 6, 它显示了通信环境的示例活动集列表。假定单个基站控制器 10 控制 9 个基站 BS1-BS9 的操作。再假定在所述通信环境内存在标识为移动终端 A-O 的 15 个移动终端 16, 并且所有移动终端 (A-O) 在可由基站 BS1-BS9 中的两个或三个基站提供服务的切换 10 区域内。活动集列表的阴影区标识每个移动终端 A-O 的基站 BS1-BS9 活动集列表。在本示例中, 移动终端 A、B、F、G、K 和 L 涉及双向 SHO 程序, 其中基站 BS1-BS9 中的两个基站在对应的移动终端活动集列表上。同样地, 移动终端 C、D、E、H、I、J、M、N 和 O 在三向 SHO 程序中, 其中基站 BS1-BS9 中的三个基站在对应的移动终端 15 活动集列表上。例如, 移动终端 B 的活动集列表确定 BS3 和 BS5, 而移动终端 H 的活动集列表确定基站 BS1、BS6 和 BS7。如上所述, 一旦这些移动终端 A-O 确定活动集列表中有多个基站 BS1-BS9, 则移动终端 16 将通过与其当前服务基站 14 的上行信令触发 SHO 程序。基站 14 将提示基站控制器 10, 而基站控制器将开始 SHO 程序。

20 现有 OFDM 切换是硬切换, 并且服务基站 14 自发地为任一给定移动终端 16 处理数据调度以便传输。由于在任一时刻只有一个基站 14 为移动终端 16 服务, 因此无需采用联合调度。与此相反, 本发明对移动终端 16 活动集列表上的基站 14 采用了联合调度。这样, 将基站控制器 10 而非服务基站 14 用于在每个移动终端 16 的 SHO 25 模式期间调度数据分组以便进行传输。虽然基站控制器 10 可为相关基站 14 提供所有调度, 但本发明的优选实施例把不在 SHO 模式的移动终端 16 的数据调度委托给了服务基站 14。

为使系统的复杂程度降到最低, 基站控制器 10 将活动移动终端

16 分为两类：（1）SHO 和（2）非 SHO。对于非 SHO 移动终端 16，每个基站 14 将根据移动终端 16 报告的该特定基站 14 的信道质量而独立调度分组传输。例如，调度可基于最大 CIR 调度、循环调度或本领域已知的任何其它调度规定。对于 SHO 移动终端 16，基站控制器 10 可使用简单的循环调度器，并可以多播或非多播形式在给定时隙将分组传送到活动集列表上的基站 14。

对于多播，每个数据分组发送到活动集列表上的每个基站 14 以便传送到移动终端 16。对于非多播，数据分组以某种方式分成子分组，并且每个子分组发送到活动集列表上的一个基站 14 以传送到移动终端 16。在后一情况下，基站 14 之间无冗余。每个基站 14 唯一发送正在传输的数据的一部分。不需要 SHO 模式调度时，服务基站 14 将以非 SHO 模式对数据进行调度并将其发送到移动终端 16。基站控制器 10 针对 SHO 模式的移动终端 16 提供的循环调度可由 SHO 模式移动终端与非 SHO 模式移动终端 16 的数量比比率来确定。或者，调度可加以控制，以使容量最大化，使延迟最小等等。可通过快速下行信令通知针对 SHO 模式的分组传输。

图 7A 中参照图 6 提供的活动集列表信息，说明了用于基站控制器 10 的示例循环调度技术。如图所示，在调度期将基站 14 与移动终端 16 之间的通信分配到给定时隙。基站控制器 10 将通信调度到 SHO 模式下操作的移动终端 16 的指定时隙，并且保留阴影时隙用于相应基站 14 上传统的、非 SHO 模式的调度。因此，基站控制器 10 将要发送到参与与给定移动终端 16 相关的 SHO 模式的每个基站 14 的数据调度到公共时隙。例如，将要发送到移动终端 I 的数据调度到基站 BS1、BS6 和 BS7 的时隙 1。将要发送到移动终端 C 的数据调度到基站 BS3、BS4 和 BS5。同样地，将要发送到移动终端 O 的数据调度到基站 BS2、BS8 和 BS9。因此，将要发送到 SHO 模式下的移动终端 16 的数据调度到用于活动集列表中每个基站 14 的公



共时隙。为使循环调度所需的处理最少，使参与 SHO 模式的不同移动终端 16 的时隙分配从一个调度期间到下一个调度期间时保持一致，直至一个或多个移动终端 16 的活动集列表发生变化。如图所示，对于时隙 1 和 13，移动终端 16 的通信分配是相同的，并可依此类推。

5 一旦基站 14 提供 SHO 模式数据的多播或非多播，则基站 14 可在不在 SHO 模式下操作的移动终端 16 所用的阴影时隙期间提供调度。

图 7B 显示了一个替代调度方案，其中针对 SHO 模式和非 SHO 模式移动终端 16 的调度不会从一个调度期到另一个调度期重复。要发送到移动终端 1 的数据在时隙 1 内发送到基站 BS1、BS6 和 BS7，

10 其中，要发送到移动终端 L 的数据发送到基站 BS2 和 BS9。基站 BS3、BS4、BS5 和 BS8 可自由地将数据调度给非 SHO 模式移动终端 16。后续调度期中的对应时隙 13 与时隙 1 的分配不相同。基站控制器 10 将为该调度期计算不同的调度和时隙分配程序，其中，分别对在 SHO 模式下操作的移动终端 J 和 O 进行调度，以将数据发送到基站 BS1、

15 BS6 和 BS7 以及基站 BS2、BS8 和 BS9。本领域的技术人员会认识到很多方法，用以经由基站控制器 10 促进针对 SHO 模式终端的调度，同时为基站 14 分配时隙以便为不在 SHO 模式下操作的移动终端提供调度。

无论使用哪种调度技术，活动集上的每个基站 14 将在分配的时隙期间同时执行空时编码。因此，移动终端 16 将收到从多个基站 14

20 发送的完整的空时编码数据分组。移动终端 16 将分别对每个基站 14 发送的数据进行解调和解码，然后将每个基站 14 的解码数据合并以恢复原始数据。

参照图 8A-8C，它描述了有效 SHO 程序的示例流程。最初，移动终端 16 将测量每个基站的导频信号强度（步骤 200），并使用等

25 式 1 计算载干比（CIR）（步骤 202）。

等式 1:

$$CIR_0 = C / (I_1 + I_2 + I_3 + \dots + I_N),$$

其中，C 是服务基站 14 的导频信号强度测量值， $I_1$  到  $I_N$  是相邻基站 14 (BS1 到 BSN) 导频信号强度的测量值。如果计算出的 CIR 大于  
5 阈值 CIR ( $Th_0$ ) (步骤 204)，则移动终端 16 将使服务基站 14 保持在活动集列表中，并且不将任一相邻基站 14 添加到活动集列表中。  
因此，移动终端 16 将只从服务基站 14 接收通信信息，并且不将处于 SHO 模式 (步骤 206)。如果计算出的 CIR 不大于阈值 CIR  $Th_0$ ，  
则移动终端 16 将使用等式 2 计算另一 CIR (步骤 208)。

10

等式 2:

$$CIR_1 = (C + I_1) / (I_2 + I_3 + \dots + I_N)。$$

如果  $CIR_1$  大于阈值 CIR (步骤 210)，则移动终端 16 将触发服务基  
15 站 14 与从其测得  $I_1$  的相邻基站 14 之间的双向 SHO (步骤 212)。  
如果  $CIR_1$  不大于阈值 CIR (步骤 210)，则移动终端 16 将使用等式  
3 计算另一 CIR (步骤 214)。

等式 3:

20 
$$CIR_2 = (C + I_1 + I_2) / (I_3 + \dots + I_N)。$$

如果  $CIR_2$  大于阈值 CIR (步骤 216)，则移动终端 16 将触发与服务  
基站 14 和与  $I_1$  和  $I_2$  相关联的基站之 14 间三向 SHO (步骤 218)。  
如果  $CIR_2$  不大于阈值 CIR (步骤 216)，则移动终端 16 将根据等式  
25 4 计算新的 CIR (步骤 220)。

等式 4:

$$CIR_3 = (C + I_1 + I_2 + I_3) / (I_4 + \dots + I_N)，$$

并且通过添加相邻基站 14 的相邻干扰分量, 则该过程继续, 直至充分的合并 CIR 超过阈值  $CIR_{Th_0}$ 。

对于本示例, 假定触发了双向 SHO 程序, 其中, 流程转到图 8B。  
5 一旦移动终端 16 得到大于阈值 CIR 的 CIR, 它就将识别活动集列表上基站 14 的信息和计算出的 CIR 发送到服务基站 14 (步骤 222)。服务基站 14 将活动集列表和计算出的 CIR 报告给基站控制器 10 (步骤 224)。基站控制器 10 授权活动集列表或其子集中基站 14 的 SHO 模式, 并与适当基站 14 建立 SHO 程序 (步骤 226)。基站控制器 10  
10 上的调度器将如上所述为 SHO 模式分配时隙, 并将数据分组发送到活动集列表或其子集上的基站 14 (步骤 228)。活动集列表上的基站将执行联合空时编码, 并在基站控制器 10 的调度器分配的时隙上发送数据 (步骤 230)。

接着, 移动终端 16 将来自活动集列表上基站 14 的信号进行合并和解码, 并尝试将发送的数据解码 (步骤 232)。移动终端 16  
15 随后尝试将从活动集列表上基站 14 接收的数据进行解码 (步骤 234)。如果数据被正确解码 (步骤 236), 则移动终端 16 将发送确认 (ACK) 到活动集列表上的基站 14 (步骤 238)。

如果数据未被正确解码 (步骤 236), 则移动终端将发送否定确认 (NACK) 消息到活动集列表上的基站 14 (步骤 240)。活动集列表上的基站 14 为此将执行联合空时编码, 并重新发送数据 (步骤  
20 242)。移动终端 16 随后可执行自动重复请求 (ARQ) 或混合 ARQ (HARQ) 软组合 (步骤 244), 并且该过程将重复。

在转换到 SHO 模式期间, 服务基站 14 将具有需要发送的数据, 并且将不能由基站控制器 10 调度用于多播或非多播传输。因此, 服务基站 14 必须在完全进入 SHO 模式前将剩余数据发送到移动终端  
25 16。在一个实施例, 使用了单播技术, 其中, 服务基站 14 将剩余数据发送到移动终端 16, 并且活动集列表上的其它基站 14 不在服务

基站 14 使用的信道或频带中发送信息。有关单播的其它信息在本说明书后面作更详细的说明。再次参照图 8B, 在切换到 SHO 模式期间, 服务基站 14 将数据以单播形式发送到移动终端 16, 其中活动集列表上的其它基站不会发送信息 (步骤 246)。此外, 在为 SHO 模式移动终端 16 调度数据的整个过程中, 每个基站 14 将自发为非 SHO 模式移动终端 16 调度数据 (步骤 248)。

参照图 8C, 在整个过程中, 移动终端 16 将继续测量所有相邻基站 14 的导频信号强度 (步骤 250) 并计算 CIR。因此, 移动终端 16 可使用等式 2 计算 CIR (步骤 252), 并确定结果 CIR 是否大于阈值 CIR  $Th_0$  (步骤 254)。如果 CIR<sub>1</sub> 大于阈值 CIR  $Th_0$  (步骤 254), 则移动终端 16 将更新活动集列表并向服务基站 14 报告 (步骤 256)。此外, 基站控制器 10 将使基站 BS2 脱离移动终端 16 的 SHO 模式 (步骤 258)。去除基站 BS2 的原因是无需使用基站 BS2 服务基站 14 的 CIR 就已足够大。因此, 该过程将继续图 8B 所示的步骤 226。

如果 CIR<sub>1</sub> 的值不大于阈值 CIR  $Th_0$  (步骤 254), 则移动终端 16 将使用等式 3 计算 CIR (步骤 260)。如果 CIR<sub>2</sub> 的值大于阈值 CIR  $Th_0$  (步骤 262), 则仍必需使用双向 SHO 模式, 并且该过程将继续图 8B 所示步骤 226。如果 CIR<sub>2</sub> 的值不大于阈值 CIR  $Th_0$  (步骤 262), 则移动终端将使用等式 4 计算 CIR 的值 (步骤 264)。因此, 如果 CIR<sub>3</sub> 的值不大于阈值 CIR  $Th_0$  (步骤 266), 则移动终端 16 将计算 CIR<sub>4</sub> 的值, 并以此类推, 直至足够数量的基站 14 添加到活动集列表中, 以致 CIR 的值超过阈值 CIR  $Th_0$ 。

如果 CIR<sub>3</sub> 大于阈值 CIR  $Th_0$  (步骤 266), 则移动终端 16 将更新活动集列表以包括与 I<sub>3</sub> 相关联的基站 BS3, 并将更新的活动集列表报告给服务基站 14 (步骤 268)。此时, 基站控制器 10 将基站 BS3 添加到 SHO 模式 (步骤 270), 并且该过程将继续图 8B 所示步骤 226。

数据使用独特的空时编码方案从基站 14 发送到移动终端 16。下面概括了涉及每个基站 14 上频域传输划分 (transmission division)

的两种空时编码方案。针对每个方案描述了两个实施例。图 9 和图 10 显示了用于 SHO 模式移动终端 16 的涉及三个基站 14 (BS1、BS2 和 BS3) 的 MIMO-OFDM 方案。频域传输划分结合每个基站 14 上的空时编码来实现。这种传输划分涉及在参与基站 14 之间分离 (segregate) 可用的 OFDM 频率子带。每个基站 14 只调制已被调度要在对应子带上发送的数据。图 10 显示了用于在给定期限内实现空时编码的双路径中的一条路径的三个基站 14 (BS1、BS2 和 BS3) 之间的子带映射。另一路径将使用相同的子带, 但实现不同的编码。映射控制信号 (图 4) 用于控制子带的映射。基站 14 由基站控制器 10 协调, 以便如本文所述为映射控制和 STC 编码选择不同的子带以及控制功率提高。

对于第一基站 14 (BS1), 子频带的底部三分之一用于调制和发送业务数据, 而剩余的三分之二子频带未使用。值得注意的是, 导频信号分散在整个业务数据中, 而不是在未使用的子频带中。对于第二基站 14 (BS2), 子频带的中间三分之一用于调制和发送业务数据, 而剩余的三分之二子频带未使用。对于第三基站 14 (BS3), 子频带的顶部三分之一用于调制和发送业务数据, 而剩余的三分之二子频带未使用。为获得最佳性能, 提高了有效子频带的功率以实现全功率发射 (full power transmission) 并删去未使用子频带的功率。因此, 移动终端 16 将从每个基站 14 (BS1、BS2 和 BS3) 有效地接收不同的三分之一的频带, 并根据 STC 和调度参数恢复对应的数据。整个频带的平均功率最好保持在定义的限制内。

对于非多播调度, 不同的子分组发送到每个基站 14 (BS1、BS2 和 BS3), 这些基站将如上所述组织数据以实现频分映射并为两个天线提供空时编码。因此, 每个基站 14 在发送独特的数据 (unique data)。每个有效子带功率提高了  $10\log_{10}(x)$  dB, 其中,  $x$  是在 SHO 模式的基站 14 数量, 本例中等于 3。移动终端 16 接收整个频带, 从每个基站 14 接收一部分, 并执行空时解码以恢复分组数据。

对于非多播调度, 相同的分组发送到每个基站 14 (BS1、BS2 和 BS3), 这些基站将如上所述组织数据以实现频分映射并为两个天线提供空时编码。因此, 每个基站 14 同时发送相同的数据, 但格式不同。同样地, 每个有效子频带功率提高了  $10\log_{10}(x)$  dB。移动终端 16 接收整个频带, 从每个基站 14 接收一部分, 并执行空时解码和分集合并以恢复分组数据。以上两种选择均可通过将 SHO 基站 14 的发射功率由干扰转换为有用信号而取得 SHO 增益, 从而改善 CIR。第一种选择可实现高数据吞吐量, 但不具有宏分集合并增益, 而第二种选择导致更低的吞吐量, 但提高宏分集增益。通常, 通过第二种选择可减少参与 SHO 模式的基站 14 数量。值得注意的是, 子频带划分有几种可能的设计, 这可包括交织等。基于本文的, 本领域的技术人员会认识到, 可采用不同的合并方式来在参与基站 14 之间分离子频带。

图 11 和图 12 显示了采用联合基站分集的另一 MIMO-OFDM SHO 方案。在此实施例中, 每个基站 (BS1、BS2 和 BS3) 与两个天线 28 ( $\alpha$  和  $\beta$ ) 相关联。此实施例的独特之处在于: 在基站 14 上提供了空间分集。如图所示, STC 编码产生了两个 STC 数据流, 它们分别从不同基站 14 的天线发送。

对于非多播调度, 分组分成三个独特的子分组并分别发送到基站 14 (BS1、BS2 和 BS3)。基站 14 (BS1) 天线  $\alpha$  和基站 14 (BS2) 天线  $\beta$  执行第一个子分组的空时编码; 基站 14 (BS2) 天线  $\alpha$  和基站 14 (BS3) 天线  $\alpha$  执行第二个分组的空时编码; 以及基站 14 (BS3) 天线  $\beta$  和基站 14 (BS1) 天线  $\beta$  执行第三个子分组的空时编码。每个天线对发送一个子分组, 该子分组映射到三分之一的 OFDM 时间频率子带。剩余三分之二的子频带为空, 并且不用于数据传输。每个发送的子频带功率提高了  $10\log_{10}(x)$  dB, 其中  $x$  是在 SHO 模式的基站 14 的数量, 本例中等于 3。移动终端 16 接收整个频带, 从每个基站 14 接收一部分, 并执行空时解码以恢复分组数据。

对于非多播调度, 每个分组以冗余形式发送到三个基站 (BS1、BS2 和 BS3)。基站 14 (BS1) 天线  $\alpha$  和基站 14 (BS2) 天线  $\beta$  执行分组的空时编码; 基站 14 (BS2) 天线  $\alpha$  和基站 14 (BS3) 天线  $\alpha$  执行分组的空时编码; 以及基站 14 (BS3) 天线  $\beta$  和基站 14 (BS1) 天线  $\beta$  执行分组的空时编码。每个天线对发送分组的一个副本, 该副本映射到三分之一的 OFDM 时间频率子带。剩余三分之二的子频带为空, 并且不用于数据传输。每个发送的子频带功率提高了  $10\log_{10}(x)$  dB。同样,  $x$  是在 SHO 模式的基站 14 的数量, 本例中等于 3。移动终端 16 接收整个频带, 并执行空时解码以恢复分组数据。

与图 9 提供的增益相比, 图 11 的联合 STC 方案提供了额外的空时编码增益。上述 MIMO-OFDM SHO 空时编码方案示例可容易地概括为双向、三向和 N 向 SHO 操作。因为 OFDM 系统的频分属性, 部分频带可用于 SHO, 而剩余频带由每个基站 14 用于将数据分组发送到非 SHO 用户。这为多用户应用调度提供了更多的灵活性。

在从非 SHO 模式转换到 SHO 模式期间, 基站 14 将具有剩余数据, 这些数据需要发送到移动终端 16 且无法在基站控制器 10 上得到调度。因此, 本发明使用单播技术, 其中可以协调组织数据传送, 使得在 SHO 模式期间只有一个基站 14 在选定子频带上发送数据, 而其它参与基站 14 避免使用该基站 14 用于发送数据的子频带。这样, 与其它基站 14 子频带相关联的干扰降到了最低。在单播期间, 由于全部数据是从唯一一个基站 14 发出的, 因此不需要执行与合并从多个基站 14 部分或完全地接收的数据相关联的联合调度和处理。同样地, 提高有效子载波的功率是有利的。一旦剩余数据已发送到移动终端 16, 用于在 SHO 模式下操作的移动终端 16 的多播或非多播便可起作用, 其中基站控制器 10 以多播或非多播形式将数据调度给活动集列表上的基站 14, 数据随后被发送到移动终端 16。

如上所述, STC 解码的一个要素是精确的信道估计。散射导频模式 (scattered pilot pattern) 设计用于相邻基站的导频信号重用规划。

5 散射导频模式可在时间频率面上具有循环布局。为了实现空时解码的高质量信道估计，必须使相邻基站 14 的干扰最低。在本发明的一个实施例中，可以提高每个基站的散射导频信号的功率，而对于所有其它基站 14 的相同子载波位置，应关闭这些子载波发射以形成如图 13 所示的零功率。使用这种配置，散射导频子载波几乎不受共信道干扰的影响。

10 由于移动终端 16 与基站 14 之间的距离对于每个集是不同的，因此，不同基站 14 的信号之间存在相对传输延迟。在基站识别与定时同步阶段期间，移动终端 16 已测量了对应于活动集列表中不同 SHO 基站的定时同步位置。在 SHO 模式下，将特定基站 14 的最早到达时间用作同步位置。因此，只有一个基站 14 可处于最佳定时同步，而其它基站具有一定的时间偏差。

15 通常，OFDM 信号可容忍最多为前缀差异和最大信道延迟的时间偏差。只要时间偏差在此容限内，便可以保持子信道的正交性。然而，时间偏差将会引起额外的相位旋转，这会相对于子信道索引线性增加。对于非相干检测，则不需要信道信息，因此，移动终端 16 可应用与非 SHO 模式中所用相同的 STC 解码方法，条件是沿时间执行差分编码定向（differential encoding direction）。然而，对于相干检测，必须有精确的信道信息。时间偏差在信道重建期间会产生问题。

20 令 X、Y、H 分别表示频域中的发送信号、接收信号和信道响应，并忽略噪声。对于 2x2 的情况（2 条发送和接收路径）：

$$Y(K) = H(k) X(k)$$

25

其中， $Y(k) = \begin{bmatrix} Y^1(k) \\ Y^2(k) \end{bmatrix}$ ， $X(k) = \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \end{bmatrix}$ ， $H(k) = \begin{bmatrix} h_{11}(k) & h_{21}(k) \\ h_{12}(k) & h_{22}(k) \end{bmatrix}$ ，并且 k 是子载波索引。



如果存在时间偏差，则上述关系应修改为

$$Y(k) = H'(k) X(k)$$

5      其中：  $H'(k) = \begin{bmatrix} h_{11}'(k) & h_{21}'(k) \\ h_{12}'(k) & h_{22}'(k) \end{bmatrix}$  ,  $h_{ij}'(k) = h_{ij}(k)\varphi_i(k)$  ,

$\varphi_i(k) = \exp(-i2\pi k \delta t^i / N_{\text{FFT}})$ ,  $\varphi_i$  是由第  $i$  个发射天线引入的附加相位旋转，并且  $\delta t^{(i)}$  是来自第  $i$  个发射天线的信号的定时同步误差引起的样本时间偏差。 $\delta t^{(i)}$  在基站识别和定时同步期间是已知的。

理论上，借助导频信号，可估计和补偿等效信道响应  $H'$ 。然而，  
10      由于信道估计基于散射导频，因此，必须小心补偿相对传输延迟。散射导频密度的设计原理是允许重建随时间和频率变化的信道响应。时间方向上导频之间的间隔由预计的最大多谱勒频率确定，而频率方向上导频之间的间隔由预计的多径衰落信道时延扩展确定。散射导频模式的格栅密度 (grid density) 可通过内插提供足够的抽样，  
15      以便重建传播信道。另一方面， $\varphi$  随子载波索引变化，并且其变化频率随时间偏差增加而增加。因此，总等效信道响应  $H'$  的相关带宽由多路径衰落信道和未经校正的时间偏差确定。如上所述，由于存在相对传输延迟，因此，来自距离更远的基站 14 的信号存在时间偏差。例如，在 2x2 MIMO-OFDM 系统中，需要 4 个信道进行信道评  
20      估。其中的两个信道具有较大的时间偏差，并因而具有快速的附加相位旋转  $\varphi$ 。值得注意的是，时间偏差将引入快速相位旋转。 $\varphi$  的变化远远快于  $H'$  的变化时，散射导频的格栅密度可能不满足抽样定理；因此，无法通过内插正确获得  $H'$ 。

要在 SHO 期间获得所有多个信道的正确信道信息，可以应用补  
25      偿方法。原理是只对传播信道进行内插处理，因为  $\varphi$  的变化是已知的。在 FFT 处理后，接收的时域样本传送到频域组件。随后，可以在导频子载波  $k$  上获得  $h_{ij}'(k)$ 。在使用内插来获得所有子载波的信道

响应前，可以通过将  $h_{ij}'(k)$  乘以  $\varphi_i(k)$  的共轭来消除  $\varphi$  的贡献，

$$\tilde{h}_{ij}(k) = h_{ij}'(k) \varphi_i^*(k)$$

- 5        应注意的是，应该只补偿具有时间偏差的与基站 14 相关的信道。在内插后，可获得所有有用子载波的信道响应  $\tilde{h}_{ij}$ 。通过将  $\tilde{h}_{ij}$  乘以  $\varphi_i$  可获得所有有用子载波的总等效信道响应  $h_{ij}'$ 。

本质上，就与参与 OFDM 软切换的多个基站 14 中的每个基站的传输相关联的传输延迟对 OFDM 信号的每个数据子载波的信道响应进行了补偿。通常，移动终端 16 将使用每个基站 14 的每个导频信号的前置码中提供的唯一 PN 码来确定参与 OFDM 软切换的每个基站的相对传输延迟。在快速傅立叶转换后，每个接收部在频域提取 OFDM 信号的散射导频信号。为每个发送信道估计散射导频信号的信道响应。最好是使用上述的乘法技术从估计的信道响应中去除由传输延迟引起的任何附加相位旋转。此时，得到散射导频信号的信道响应，并将其用于对 OFDM 信号中数据子载波的信道响应进行内插。一旦估计了 OFDM 数据子载波的信道响应，就将传输延迟引起的相位旋转添加到每个 OFDM 子载波的信道响应中，以提供在从不同基站 14 接收传输信号期间使用的实际信道估计。

- 20        本发明为 OFDM 系统提供了有效的软切换技术，并且提高了数据率，同时将与小区边界处移动终端进行的 OFDM 通信相关联的干扰降到最低。本领域技术人员会认识到对本发明优选实施例的各种改进和修改。所有此类改进和修改均视为落在本文公开内容和所附权利要求书的范围之内。

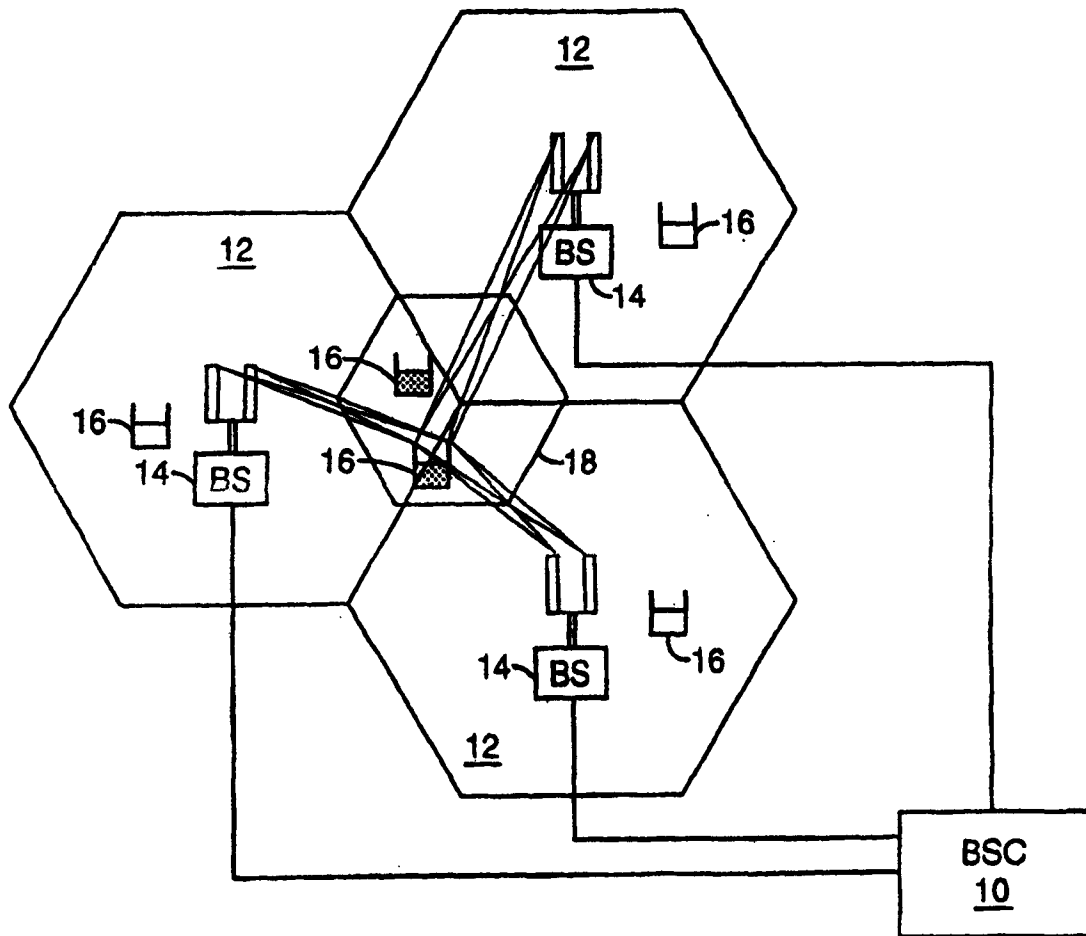


图 1

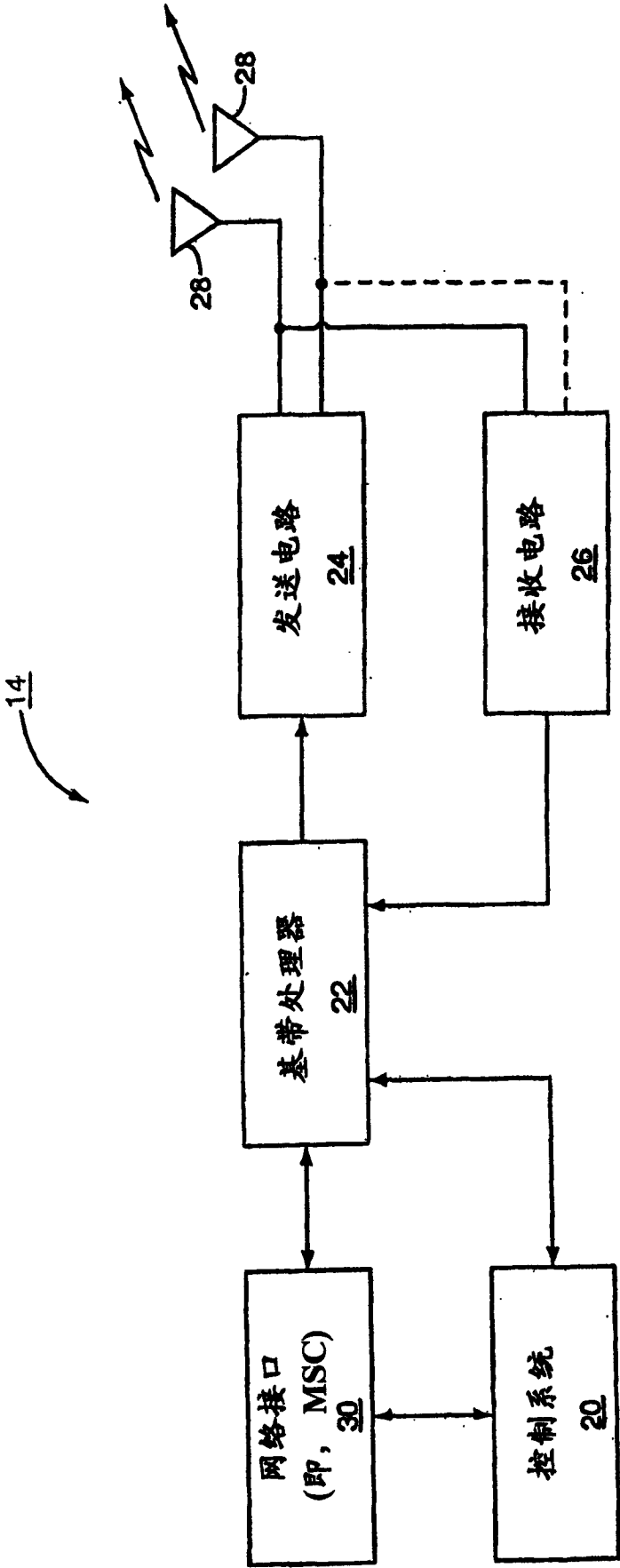


图 2

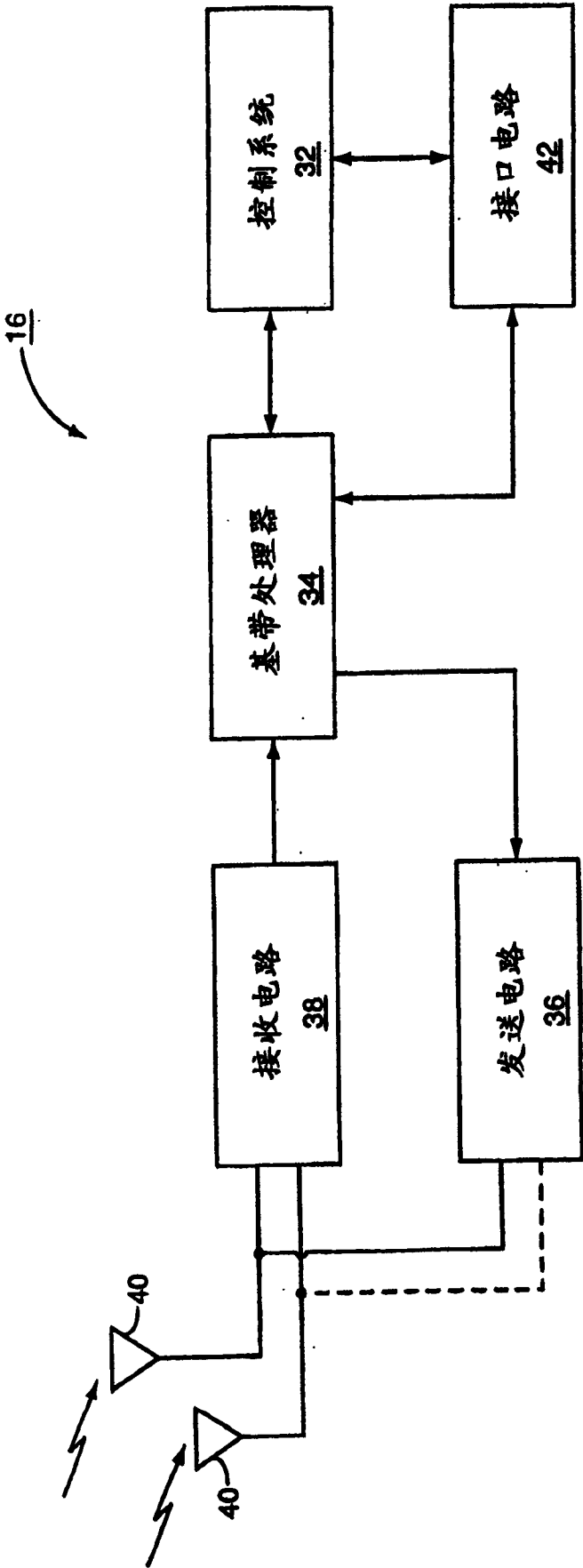


图 3A

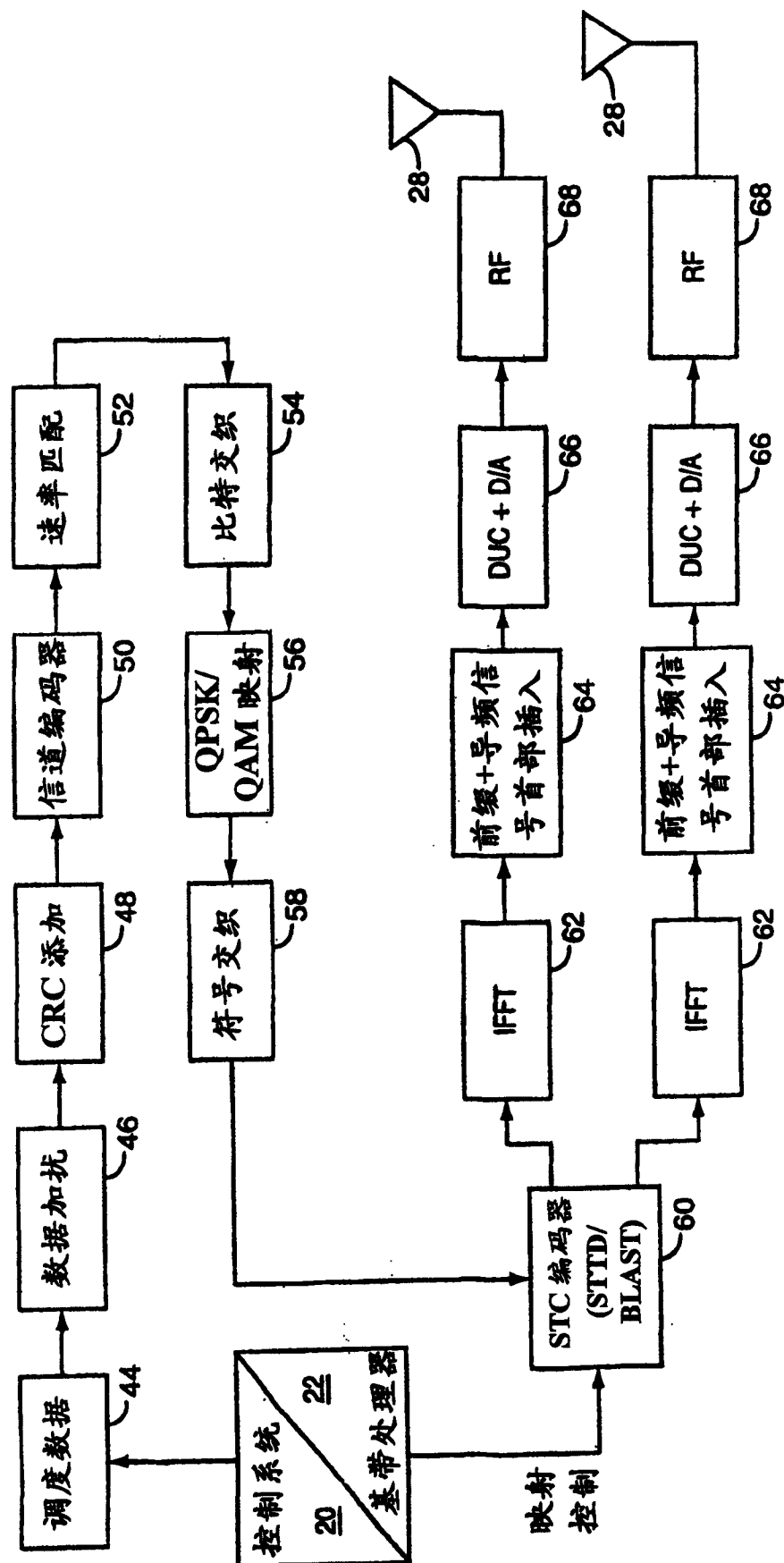


图 4

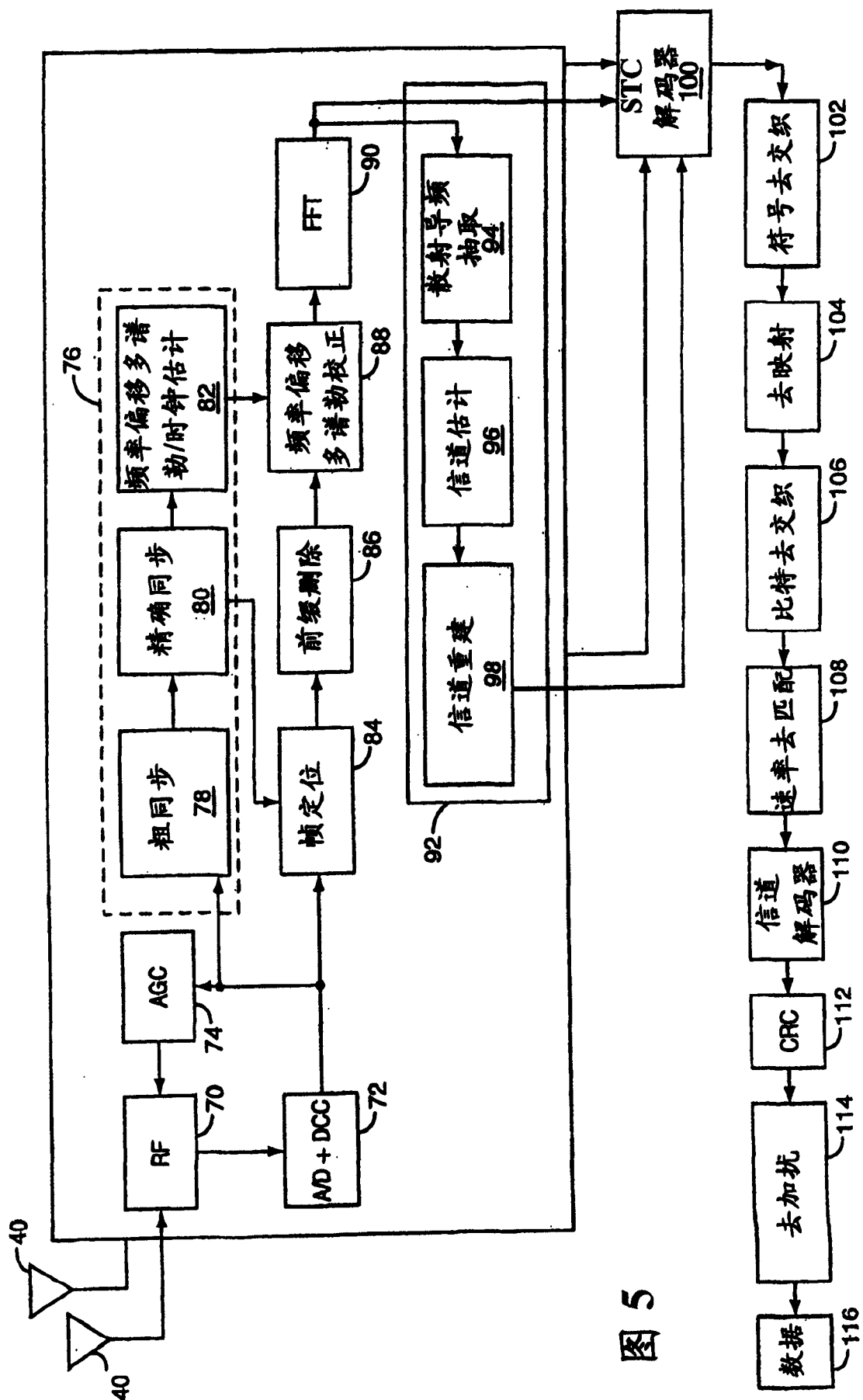


图 5

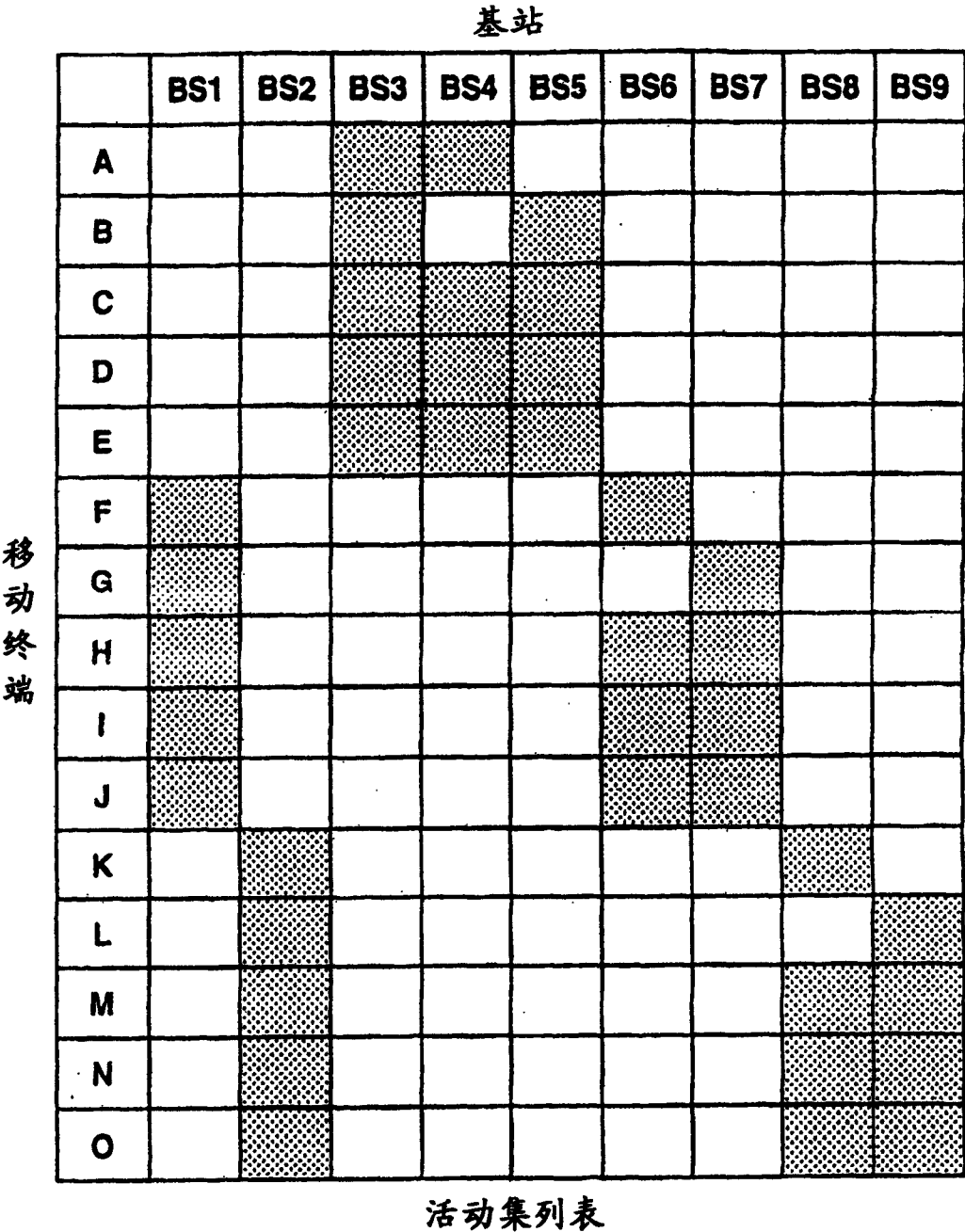
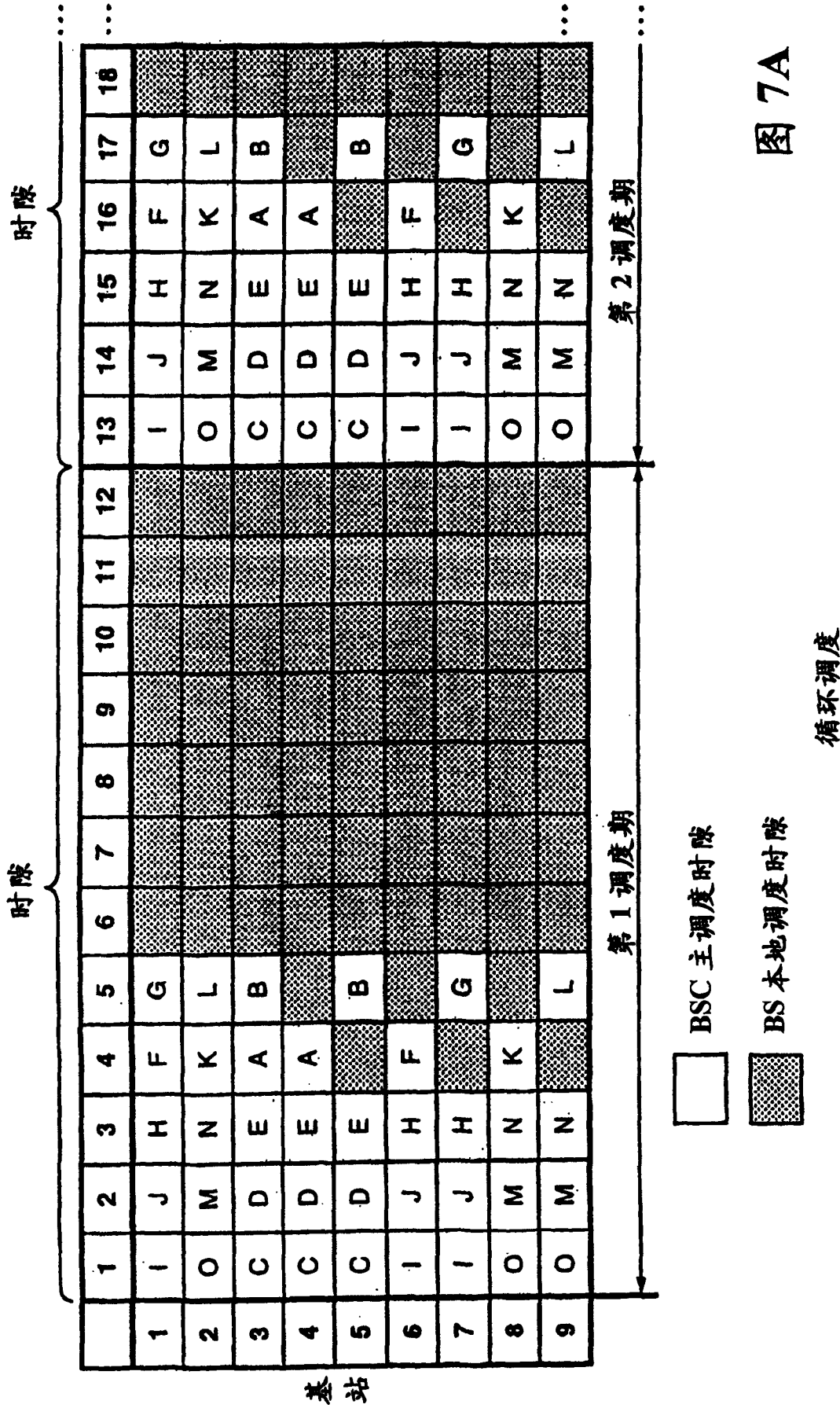
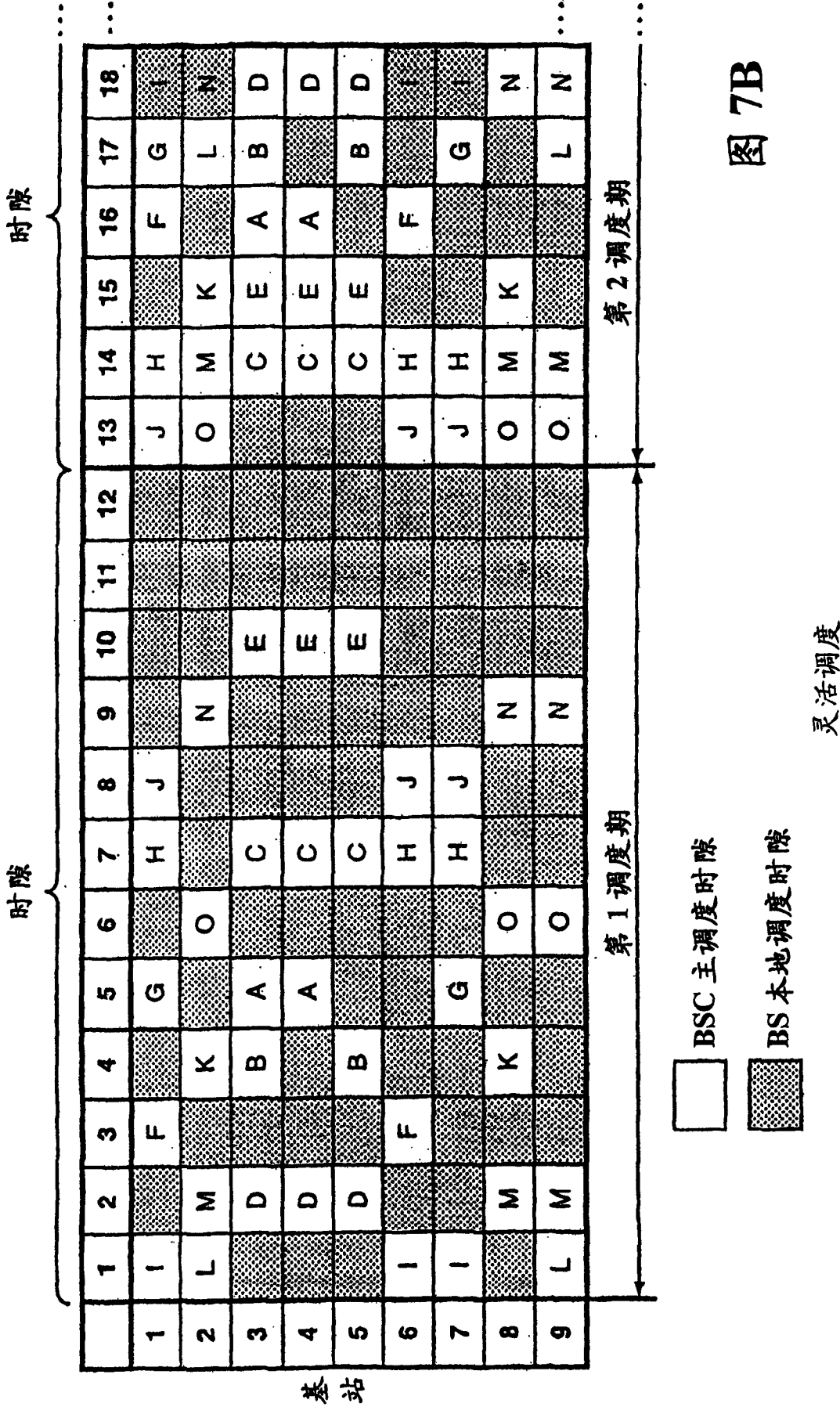


图 6







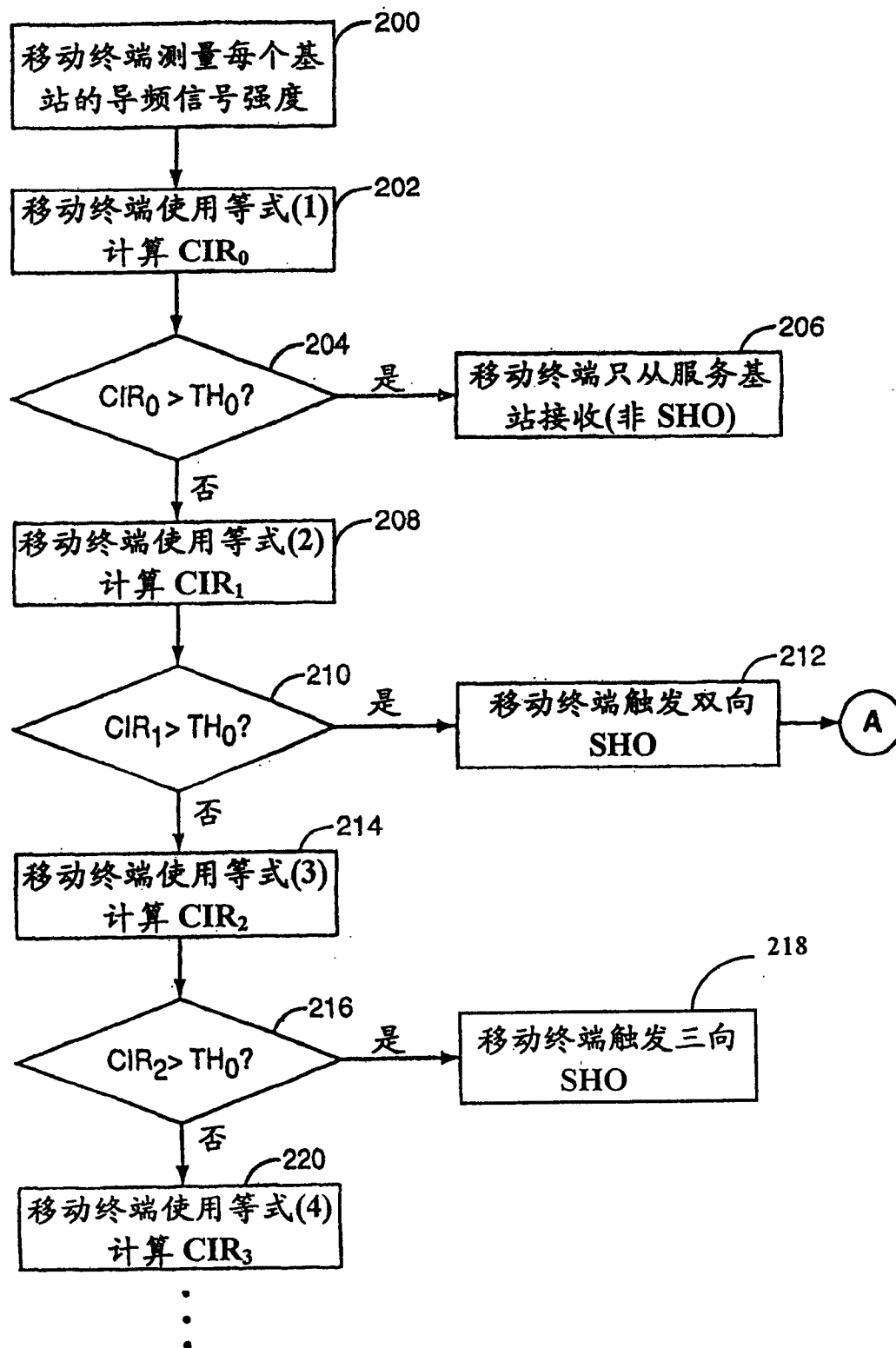


图 8A

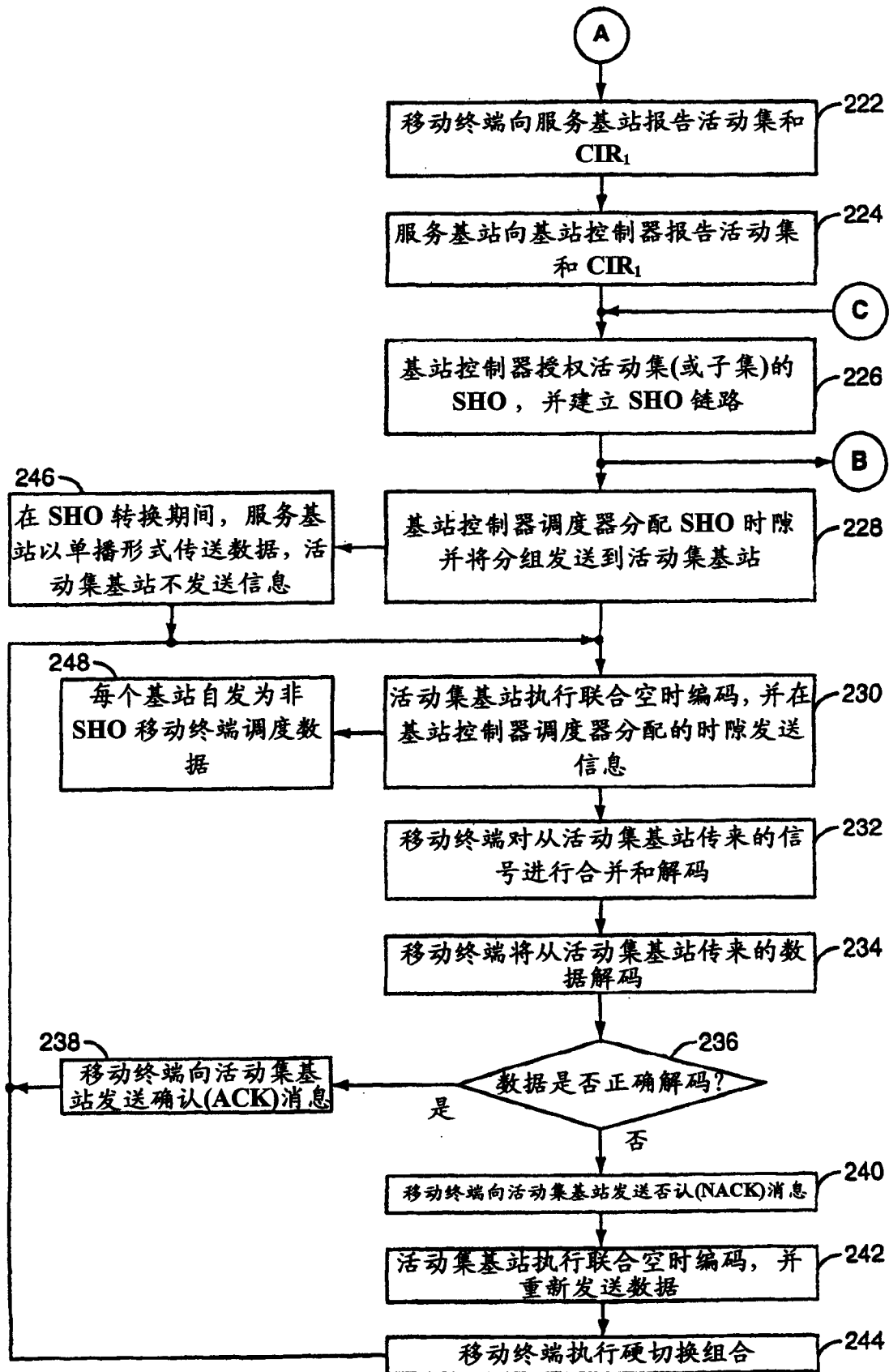


图 8B

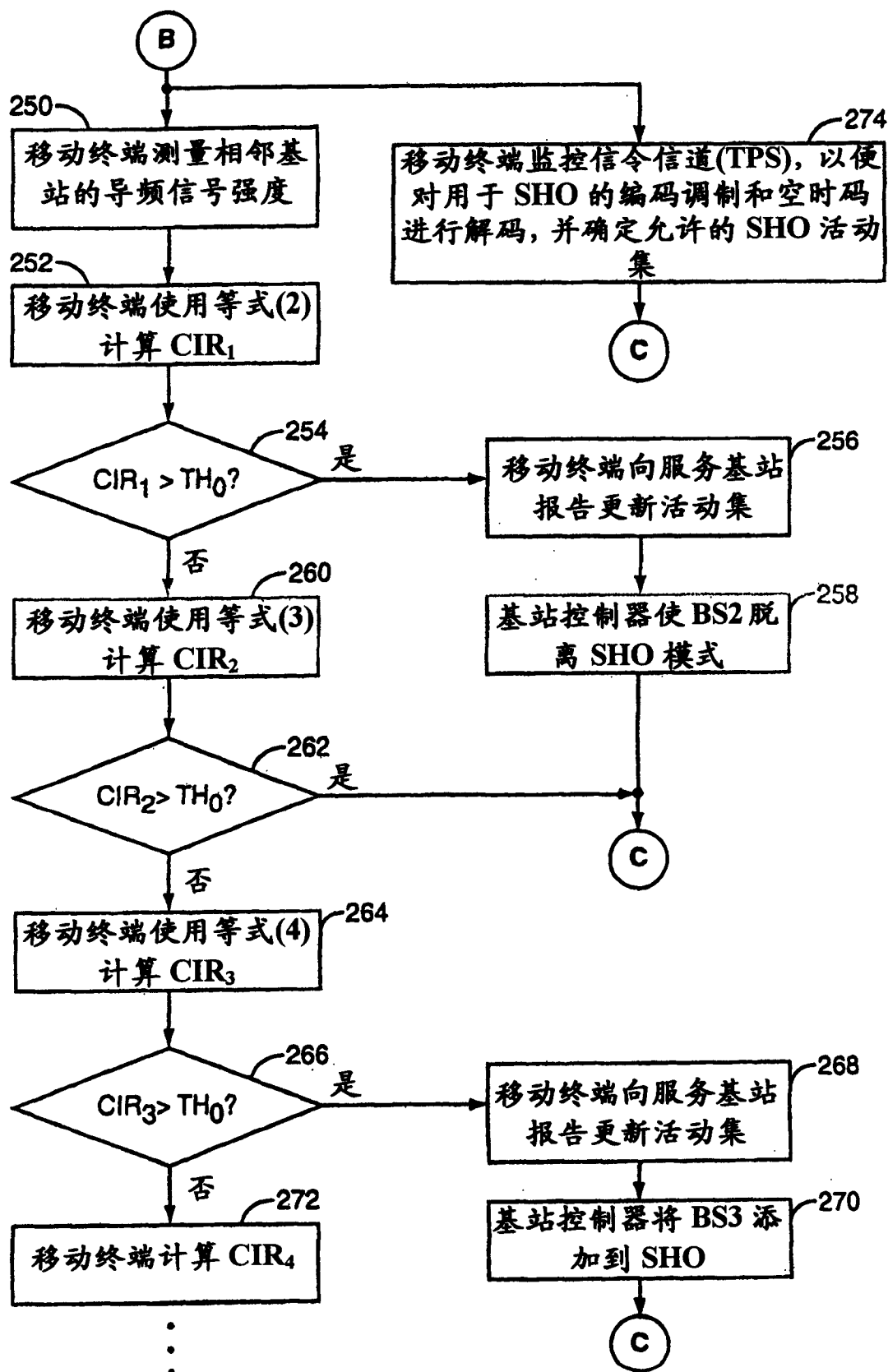


图 8C

图 9

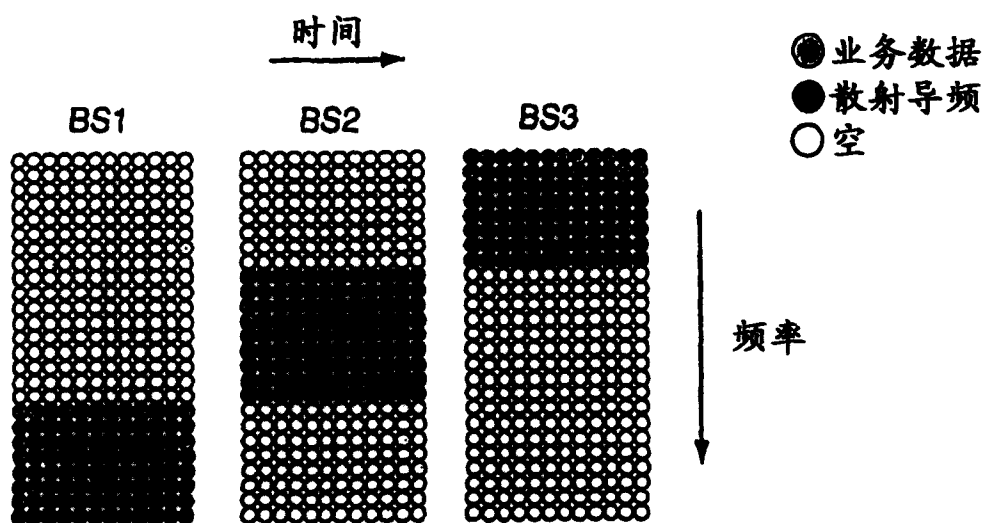
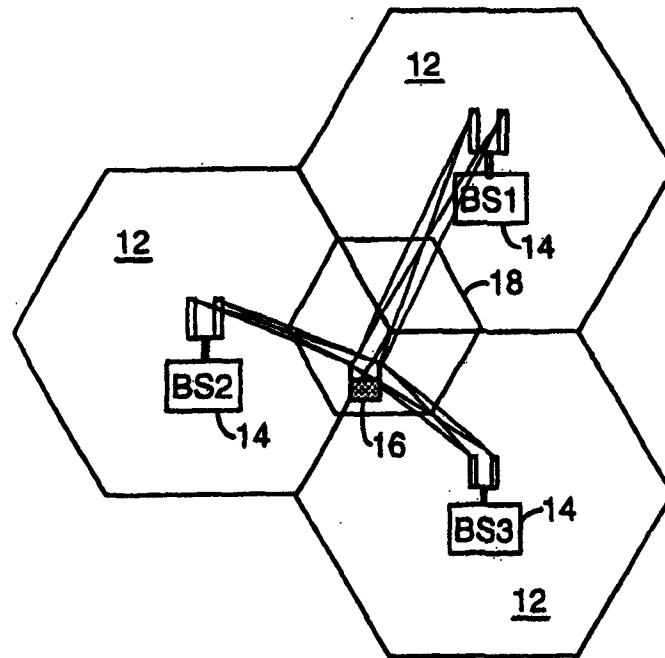


图 10

图 11

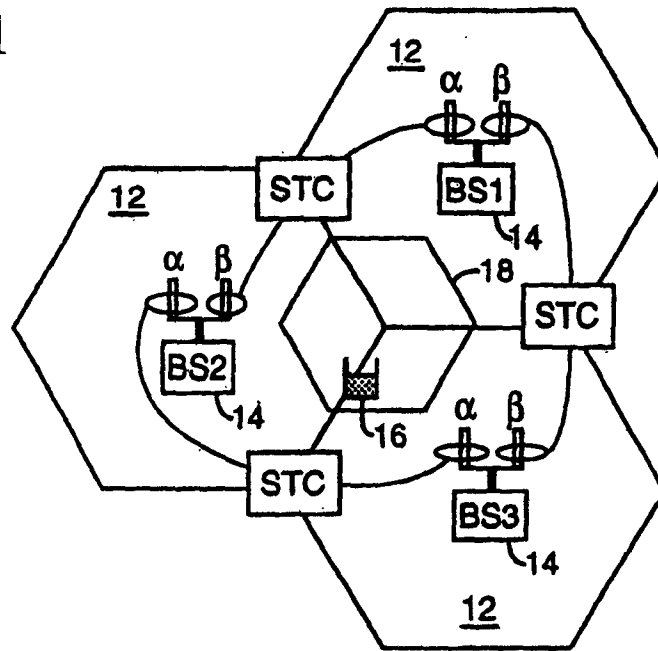
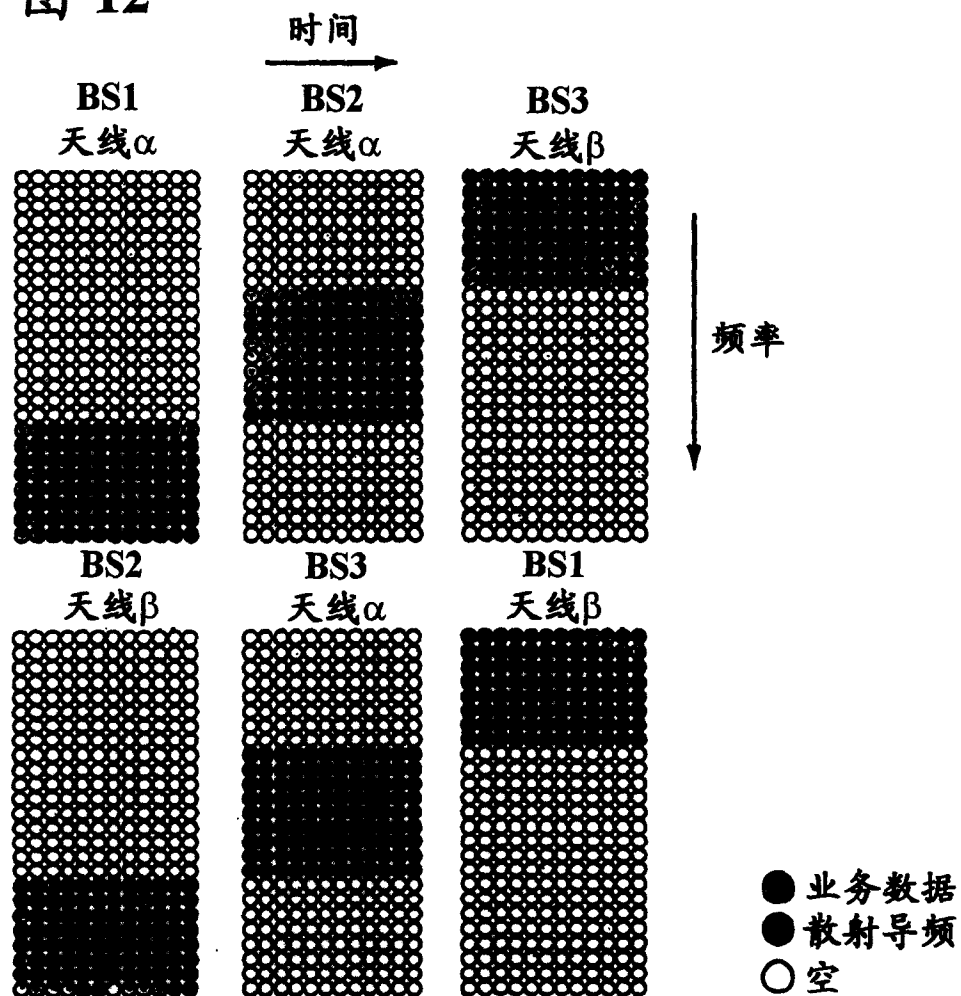


图 12



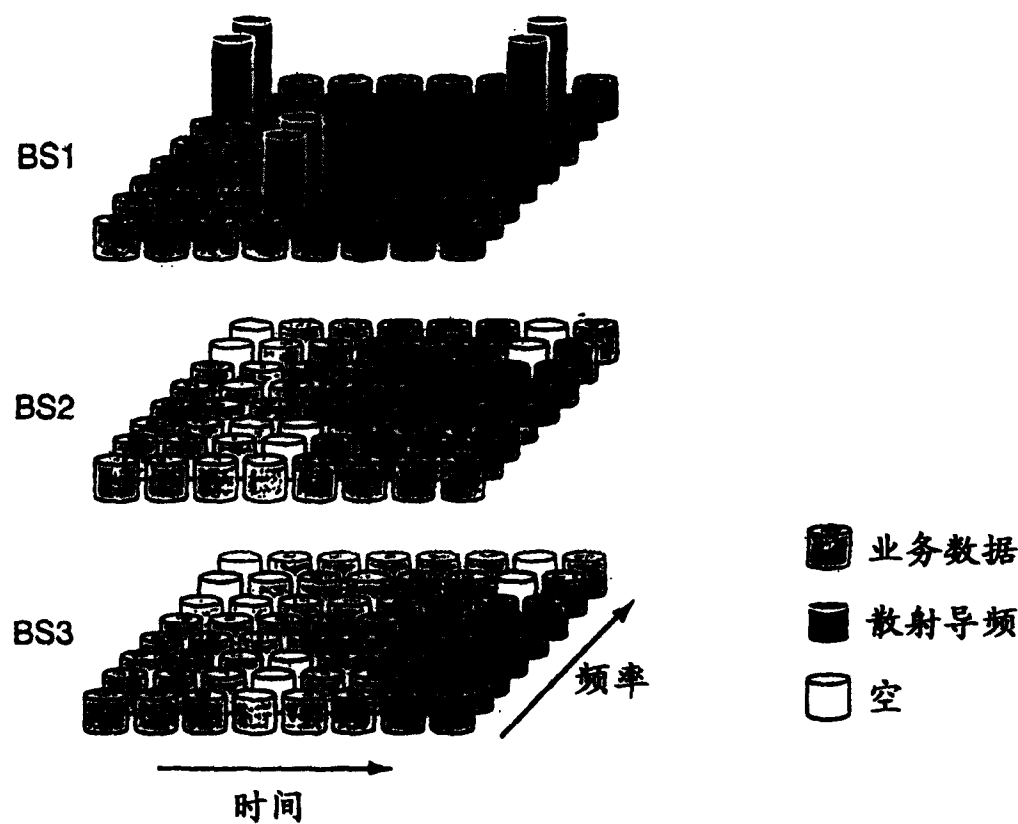


图 13